BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 17(31) Fascicola 1

IANUARIE—IUNIE
1972

1989

BME KÖZPONTI KÖNYVTÁRA
F
7414/E
FOLYÓIRAT OSZTÁLY

Budapesti Műszaki Egyetem
Központi Könyvtára
P 212/1975

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. em. dr. ing. GH. SILAȘ, (redactor șef) prof. dr. doc. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. dr. ing. V. COCHECI, acad. prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC, prof. dr. ing. GH. SAVII.

MŰSZAKI EGYETEM 1848

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. emerit dr. ing. M. BRAȘOVAN, (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC, (redactor responsabil adjunct), șef lucr. ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, prof. dr. ing. D. FRĂNKEL, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. AL. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. VL. VĂZDĂUȚEANU, (secretar de redacție).

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tomul 17 (31) Fascicola 1 Ianuarie—iunie 1972

SUMAR :

I. NOVAC, FL. VEREȘ : Asupra eficacității suprafeței de răcire a motoarelor asincrone în construcție închisă și carcasă nervurată 7

GH. CONSTANTIN : Metodă de termocompensare a releelor regulatoare de tensiune de pe autovehicule 17

A. SOCENEANȚU : Linii de propagare a transferului pentru adunarea simultană a patru numere 25

V. POP, E. PETRIU : Verificarea algoritmelor de executare a instrucțiilor aritmetice cu ajutorul calculatorului 35

A. SOCENEANȚU, C. TOMA : Schema logică de însumare simultană a mai multor cifre binare 47

V. POPOVICI, C. STRUGARU : Sinteza comparatoarelor cu memorii fixe asociative 53

CONTRIBUȚIE LA ÎNTOCMIREA ARHIVEI PENTRU PRINCIPIILE ȘI LEGILE NATURII

P. ANDRONESCU : Asupra ponderabilității navelor orbitale 63

NOTE

I. SUCIU : Instalație de ambutisare prin efect electrohidraulic 79

V. POP : Algoritm de înmulțire în codul complementar 87

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЕТЕНЬ
ТИМИШОРСЬКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Им. «ТРАЯН ВУЯ»

СЕРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том 17 (31) Выпуск I Январь—июнь 1972 г.

СОДЕРЖАНИЕ

И. Новак, Фл. Верш, Об эффективности охлаждающей поверхности асинхронных двигателей в замкнутой конструкции и в каркасе с ребрами 7

Г. Константин: Метод теплокомпенсации реле для регулирования напряжения на автомобилях 17

А. Соченянцу, Линии распространения передачи для одновременного суммирования четырёх чисел 25

В. Ппп, Е. Петрю, Проверка алгоритмов выполнения арифметических операиций при помощи вычислительной машины 35

А. Соченянцу, К. Тома, Логическая схема одновременного суммирования нескольких двоичных цифр 47

В. Попович, К. Стругару, Синтез сравнительных устройств с постояннми ассоциативным запоминающим устройством 53

К СОСТАВЛЕНИЮ АРХИВА ДЛЯ ПРИНЦИПОВ И ЗАКОНОВ ПРИРОДЫ

П. Андронеску, К весомости орбитальных кораблей 63

ЗАМЕТКИ

Я. Сучу, Установка для штамповки электротуравлическим эффектом 79

В. Поп, Алгорифм умножения в дополнительном коде 87

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TEHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIŞOARA
SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE
Tome 17 (31) Fascicule 1 Janvier—Juin 1972

SOMMAIRE :

L. NOVAC, FL. VEREŞ : Über die Wirksamkeit der Abkühlungsoberfläche der Asynchronmotoren in geschlossener Konstruktion und mit einem Gehäuse mit Kühlrippen 7

GH. CONSTANTIN : Methode zur Thermokompensation der Spannungsrelais von Kraftwagen 17

A. SOCENEANŢU : Carry propagation lines for a four summands adder 25

V. POP, E. PETRIU : Die maschinelle Überprüfung der Algorithmen für die Durchführung der arithmetischen Operationen 35

A. SOCENEANŢU, C. TOMA : A full adder for several digits 47

V. POPOVICI, C. STRUGARU : The synthesis of comparators with read only associative memory 53

CONTRIBUTION A L'ELABORATION D'ARCHIVES POUR LES PRINCIPES ET LES LOIS DE LA NATURE

P. ANDRONESCU : Über die Ponderabilität der Orbitallschiffe 63

NOTES

I. SUCIU : Deepening equipment with electrohydraulic effect 79

V. POP : Algorithmus für die Multiplikation im komplementären Kode 87

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

ASUPRA EFICACITĂŢII SUPRAFEŢEI DE RĂCIRE A MOTOARELOR ASINCRONE ÎN CONSTRUCŢIE ÎNCHISĂ ŞI CARCASĂ NERVURATĂ.

DE

I. NOVAC, FL. VEREŞ

1. INTRODUCERE

Datorită caracterului complex al fenomenelor termice care au loc în maşinile electrice, metodicile de calcul propuse în literatura de specialitate pentru determinarea supratemperaturii şi a ventilaţiei conţin un număr mai mare sau mai mic de ipoteze simplificatoare. În general, cu unele excepţii, aceste ipoteze sînt valabile pentru un anumit tip de maşină şi pentru un anumit sistem de ventilaţie adoptat.

În numeroase cazuri, în ansamblul ipotezelor admise, unele dintre ele neglijează cu destul de mare uşurinţă aspecte de care s-ar putea ţine cont relativ în mod simplu. Un asemenea caz intervine la calculul supratemperaturii motoarelor asincrone în construcţie închisă, cu carcasă nervurată, în care se admite ipoteza că cedarea de căldură prin suprafaţa nervurată a carcasei, suflată cu aerul debitat de ventilatorul exterior al maşinii, are loc cu aceeaşi intensitate pe întreaga suprafaţă.

2. STUDIUL CEDĂRII DE CĂLDURĂ PRIN CARCASA MAŞINILOR CU CARCASĂ NERVURATĂ SUFLATĂ AXIAL CU AER.

Fie α_{vi} coeficientul de transmitere prin convecţie a căldurii corespunzător vitezei v_i a curentului de aer prin canalul de răcire a carcasei de ordinul i şi S_i suprafaţa laterală a acestui canal. În ipoteza, general admisă, că la motoarele asincrone de tip închis evacuarea căldurii corespunzătoare pierderilor totale are loc prin suprafaţa exterioară a carcasei şi a scuturilor, relaţia de calcul a supratemperaturii carcasei faţă de mediul ambiant este:

$$\vartheta_{ca} = \frac{\Sigma p}{\alpha S + \sum_{i=1}^{n} \alpha_{vi} S_i}, \qquad (1)$$

unde prin α s-a notat coeficientul de transmitere a căldurii în aer la $v=0$, iar prin S suprafaţa exterioară a carcasei şi a scuturilor nesuflată de aer.

În cadrul metodicii de calcul al supraîncălzirii motoarelor de tipul studiat se admite ([1], pg. 171–175) ipoteza că $\alpha_{vi}=\alpha_v=$ct pentru toate canalele de răcire şi deci

$$\vartheta_{ca}=\frac{\Sigma p}{\alpha S+\alpha_v S_v}, \tag{2}$$

suprafaţa $S_v=nS_i$ reprezentînd suprafaţa totală nervurată suflată, în direcţia axială, de aerul debitat de ventilatorul maşinii.

Carcasa maşinii prezintă însă elemente (cutia de borne, tălpi de reazem, partea plată a carcasei pe care se prinde cîrligul de ridicare figura 1) care constituie tot atîtea cauze, în zonele respective, de modificare bruscă a secţiunii şi direcţiei curentului de aer.

Or, diverşi cercetători au demonstrat că schimbări neaşteptate ale secţiunii sau ale direcţiei curentului de aer determină modificări în starea de mişcare turbionară a aerului la suprafaţa unui corp cald, uneori de aşa natură încît pot influenţa în mare măsură valoarea coeficientului de transmitere a căldurii. Încercări efectuate, de exemplu, de Rietschel (menţionate în [2]) dovedesc că, în prezenţa unor elemente capabile să provoace o stare turbionară suplimentară a aerului, coeficientul de transmitere a căldurii printr-un canal poate creşte, în anumite condiţii, pînă la de 1,75 ori. Aceste concluzii au fost confirmate de încercări făcute de firma A.E.G. ([2]–pg. 318). Pe de altă parte, se subliniază în literatură ([3], [4]) importanţa influenţei schimbărilor de direcţie a curentului de aer, determinate de întîlnirea unor obstacole chiar mai puţin însemnate precizîndu-se că pot interveni micşorări ale debitului de aer în contact cu suprafaţa încălzită atît de importante încît pot surveni reduceri sensibile ale valorii coeficientului de transmitere a căldurii.

Avînd în vedere cele amintite, rezultă că ipoteza conform căreia efectul curentului de aer suflat este acelaşi în toate canalele formate de nervurile carcasei este eronată. Rămîne de văzut în ce măsură admiterea acestei ipoteze afectează precizia calculului.

Deoarece relaţia corectă pentru determinarea cantităţii de căldură transmisă în unitatea de timp prin suprafaţa exterioară a carcasei prevăzută cu nervuri este:

$$Q_v=\vartheta_{ca}\sum_{i=1}^{n}\alpha_{vi}S_{vi}, \tag{3}$$

rezultă că relaţia (2) trebuie să se exprime sub forma

$$\vartheta_{ca}=\frac{\Sigma p}{\alpha S+\alpha_{ve}S_v}, \tag{4}$$

în care coeficientul de transmitere echivalent al căldurii este

$$\alpha_{ve} = \frac{Q_v}{S_v \vartheta_{ca}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \alpha_{vi} S_i}{S_v} \cdot \tag{5}$$

Comparînd rezultatele obținute cu relațiile (2) și (4) se poate stabili eroarea care intervine cînd diferențele care au loc între capacitatea de evacuare a căldurii a diferitelor canale de răcire ale carcasei se neglijează.

Deoarece, în general, numărul de canale de răcire ale carcasei este suficient de mare pentru ca să se poată presupune că modificările în starea de mișcare turbionară a aerului privesc numai cîteva canale, din apropierea „elementelor-obstacole", respectiv că în majoritatea canalelor carcasei coeficientul de transmitere a căldurii este α_v, corespunzător vitezei v a curentului de aer care rezultă pentru debitul de aer al ventilatorului și rezistența aerodinamică a circuitului de aer, putem exprima coeficientul de transmitere echivalent al căldurii sub forma

$$\alpha_{ve} = k \cdot \alpha_v, \tag{6}$$

în care α_v este coeficientul de transmitere a căldurii într-un canal al carcasei care se află într-o poziție mijlocie între două elemente- obstacol (de exemplu, canalul dintre nervurile 7—8 în figura 1), factorul de corecție k fiind

$$k = \frac{\sum_{i=1}^{n} \alpha_{vi} S_i}{\alpha_v S_v} \cdot \tag{7}$$

După cum rezultă din analiza relației (7), stabilirea factorului de corecție k implică în mod necesar unele încercări experimentale, caracterul complex al fenomenelor de natură turbionară nepermițînd determinarea pe cale teoretică a unor relații de calcul pentru diferiții coeficienți α_{vi} de transmitere a căldurii. Deoarece aceștia depind în măsură importantă de forma constructivă a mașinii (uniformitatea repartizării nervurilor, dimensiunile lor în raport cu elementele constructive care constituie obstacole în calea curentului de aer etc), în general, concluziile încercărilor experimentale sînt valabile din punct de vedere cantitativ numai pentru tipul de mașină și de carcasă considerat.

În schimb, se pot face unele aprecieri calitative, cu valabilitate generală. Astfel, intensificări importante ale stării de mișcare turbionară a aerului pot avea loc numai în dreptul canalelor de răcire ale carcasei aflate în apropierea și înaintea (referindu-ne la sensul de rotire a ventilatorului) unor proeminențe ale carcasei, care, împiedicînd scurgerea normală a fluidului de răcire (a curentului de aer), determină o creștere locală a stării de mișcare turbionară a aerului.

În ceea ce privește reducerea eficacității evacuării de căldură, aceasta poate avea loc în canalele de răcire imediat următoare proeminențelor-obstacol, în lungul cărora, ca urmare a devierii importante a curentului de aer de la direcția axială, viteza aerului se va micșora simțitor.

La diametrele obișnuite ale motoarelor de construcția studiată se poate aprecia că modificările menționate se manifestă la nivelul a 2—3 canale de răcire, de o parte și de alta a elementului-obstacol considerat. De asemenea, analiza fenomenelor care au loc în această zonă permite a se conchide că procesul de reducere a eficacității cedării de căldură a canalelor în care are loc acest fenomen este mai intens decît creșterea eficacității ventilației în canalele de răcire ce premerg elementul-obstacol (în canalele de prima categorie viteza curentului de aer în lungul lor scade la valori foarte reduse). Rezultă că factorul de corecție k apare ca o mărime subunitară.

Pentru stabilirea prin calcul a factorului de corecție k este necesar, conform relației (7), să se determine experimental vitezele de aer v_i, pe baza cărora se pot calcula, cu ajutorul relațiilor cunoscute din literatură, coeficienții de transmitere a căldurii α_{vi}. Măsurătorile efectuate pentru un caz particular, care se prezintă în cele ce urmează, par să arate că este suficientă determinarea vitezelor v_i doar în anumite canale ale carcasei, relativ puține ca număr.

3. ÎNCERCĂRI EXPERIMENTALE.

Pentru verificarea deducțiilor teoretice au fost efectuate încercări asupra unor motoare asincrone în construcție închisă, cu carcasă nervurată și autoventilație exterioară, de fabricație autohtonă. Au fost alese motoare din producția

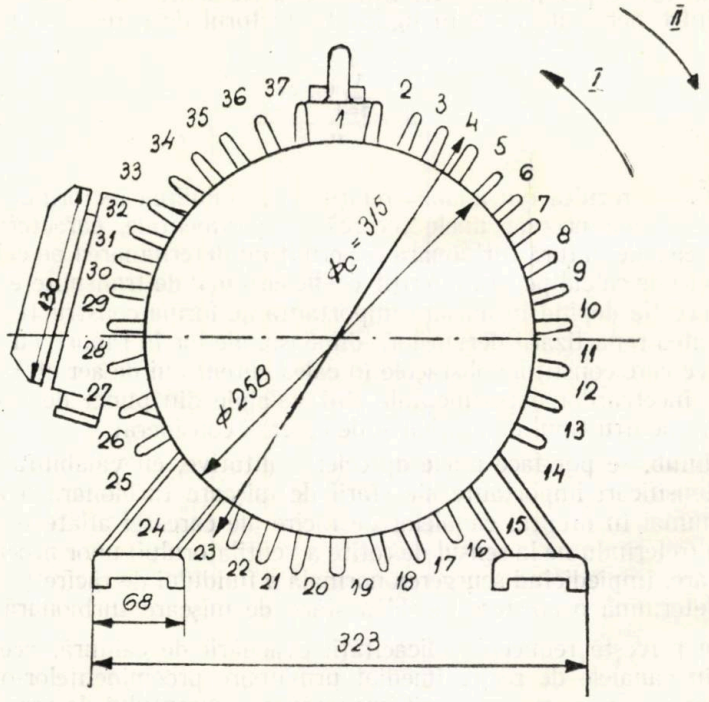


Fig. 1. Carcasa nervurată a motoarelor folosite pentru încercări (vedere transversală).

de serie a fabricii constructoare respective, caracterizate prin carcase de același diametru, avînd același număr de nervuri repartizate identic pe periferia mașinii și cutia de borne plasată la capătul mașinii opus ventilatorului (fig. 1). Mașinile încercate, de diferite puteri și turații, se deosebesc între ele prin lungimea mașinii, notată convențional cu S, *M*, *L*. Puterea (în kW) care caracterizează mașinile încercate, precum și turația sincronă și lungimea carcasei sînt redate în tabela 1.

Tabela 1.

Datele mașinilor încercate,

n_1(r/m) / Tip (1mm)	750	1000	1500	3000
S (l=290)	4	5,5	10	10
M (l=328)	5,5	10	13	13
L (l=350)	7,5	11	15	18,5

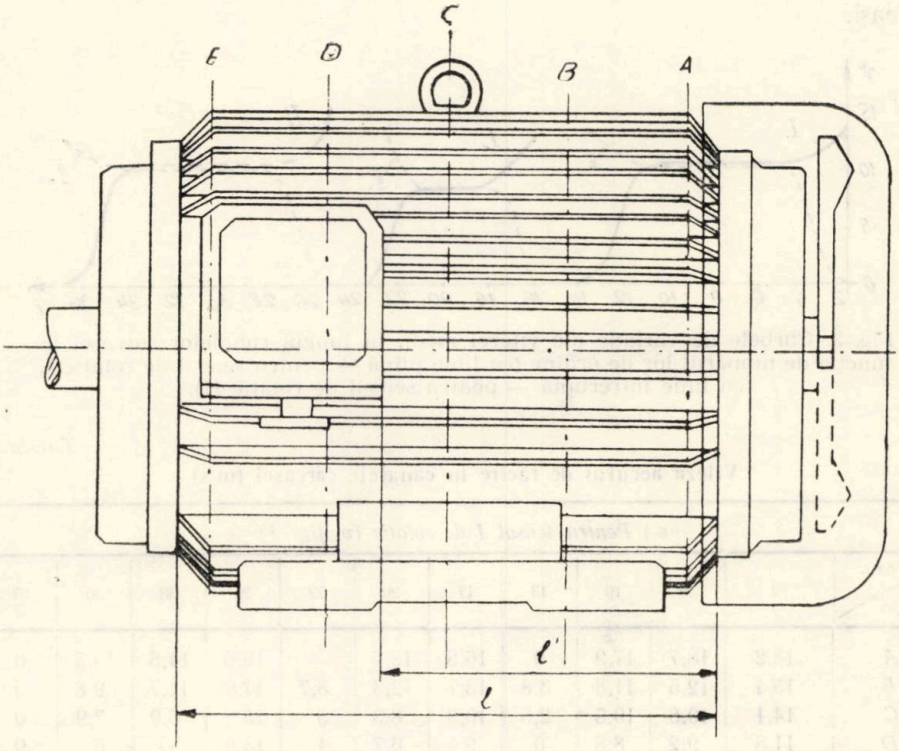


Fig. 2. Carcasa cu nervuri a motoarelor folosite pentru încercări (vedere longitudinală).

Motoarele de turație $n_1=3\,000$ r/m sînt echipate cu un ventilator cu 3 palete, în timp ce toate motoarele de turații mai mici sînt prevăzute cu ventilatoare identice, cu 4 palete.

Încercările au constat în măsurarea vitezelor curentului de aer în diferitele canale de răcire ale carcasei, în mai multe plane *A*, *B*, *C*, *D*, *E* (v. fig. 2), care au permis apoi determinarea vitezelor medii ale aerului în fiecare canal. Metoda folosită a fost aceea a stabilirii, cu ajutorul unui tub Pitot cu $\Phi=1$ mm, a diferențelor de presiune în mai multe puncte ale secțiunii de canal considerate și determinarea prin calcul, pe baza acestora, a vitezei echivalente în secțiunea respectivă. În tabela 2 sînt prezentate rezultatele obținute la încercările privind un motor de 18,5 kW, 380 V, 50 Hz, 3 000 r/m.

Se observă că măsurătorile confirmă faptul că în canalele carcasei care preced o piesă-obstacol are loc o creștere a vitezei aerului, iar, în cele care succed unei astfel de piese, intervine o reducere simțitoare a acesteia. Curbele de variație ale vitezelor medii în lungul canalelor carcasei în funcție de numărul lor de ordine (fig. 3) permit să se tragă concluzia că în canalele de răcire suficient de depărtate de elemente-obstacol ale carcasei viteza aerului este practic aceeași. De asemenea, se poate considera că în canalele egal depărtate de un element-obstacol al carcasei, în care au loc modificări ale vitezei , acestea sînt practic aceleași.

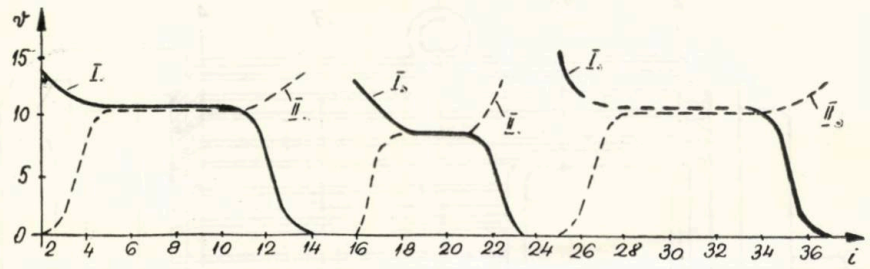


Fig. 3. Curbele de variație ale vitezei medii în lungul canalelor carcasei în funcție de numărul lor de ordine (cu linie plină — pentru sensul de rotație I, cu linie întreruptă — pentru sensul de rotație II).

Tabela 2

Viteza aerului de răcire în canalele carcasei (m/s)

a.) *Pentru sensul I de rotație (v. fig. 1)*

can. / secț.	2	6	10	13	17	20	22	26	30	35	37
A	18,2	18,7	17,9	0	16,5	13,7	—	19,5	14,5	13,5	0
B	15,4	12,5	11,8	3,8	13,7	12,3	8,7	17,6	11,7	9,8	0
C	14,1	10,8	10,5	2,8	10,9	8,3	5	15	6,9	7,9	0
D	11,8	9,2	8,8	0	9	6,7	4	13,2	—	6	0
E	10,7	8,5	7,9	4,2	8,4	5,4	4,1	11,2	—	5,9	0

b) *Pentru sensul II de rotație (v. fig. 1).*

can. / secț.	2	6	10	13	17	20	22	26	30	35	37
A	2,7	5,4	7,8	15,8	0	5,6	10,7	0	7,4	6,4	14,8
B	0	12,4	11,6	14,3	9,3	12,9	14,4	3,4	12,1	14,1	15,3
C	3,6	10	8	13	7	8,3	11,2	0	8,1	10,3	12,8
D	0	8,1	8,3	10,9	5,8	7	8,9	1,1	—	10,1	10,8
E	0	6,8	7,7	10,2	5,1	5,6	8,8	3,5	—	9,4	7,8

Rezultate absolut similare au fost obținute și la celelalte motoare încercate.

În aceste condiții, trecînd de la vitezele v_i la coeficienții de transmitere a căldurii α_{vi}, pentru tipul de carcasă considerat

$$\sum_{i=1}^{n} \alpha_{vi} S_{ci} \cong \alpha_v \left[(n - n_b - 15) S_c + n_b \cdot S'_c \right] + 3 S_c \sum_{\lambda=a}^{e} \alpha_{v\lambda}, \tag{8}$$

în care prin n_b s-a notat numărul de canale ale carcasei, de suprafață S'_c, avînd o lungime mai redusă datorită prezenței cutiei de borne, iar prin *a*, *b*, *c* și respectiv *d*, *e*, canalele de răcire de o parte și de alta a unui element — obstacol al carcasei (în care are loc micșorarea, respectiv creșterea vitezei aerului).

Pentru tipul de carcasă considerat ,prin urmare, factorul de corecție k se poate exprima sub forma:

$$k \cong \frac{(n - n_b - 15) S_c + n_b S'_c + 3 \nu S_c}{S_v}, \tag{9}$$

în care

$$\nu = \frac{\sum_{\lambda=a}^{e} \alpha_{v\lambda}}{\alpha_v}.$$

Pentru determinarea lui k sînt suficiente măsurători de viteze ale aerului doar în canalele *a*, *b*, *c*, *d*, *e* și într-un canal plasat într-o poziție mijlocie între două elemente-obstacol ale carcasei.

Folosind rezultatele obținute prin măsurătorile efectuate, s-au calculat cu relația (9) valorile factorului de corecție k corespunzătoare diferitelor mașini încercate. Ele arată (fig. 4) că, în realitate, pentru mașinile respective, eficacitatea cedării de căldură prin suprafața nervurată a carcasei este cu 8—12% mai mică decît aceea care rezultă în ipoteza admisă în literatură că toate canalele de răcire se comportă identic. Un amănunt, nu lipsit de importanță pentru fabrica constructoare, îl constituie observația că ventilatorul cu 3 palete utilizat la motoarele de 3 000 r/m nu este potrivit dimensionat (v. fig. 4).

Pentru a verifica valabilitatea introducerii în calcule a factorului de corecție k, precum și a măsurii în care valorile determinate pentru k în cazul mașinilor încercate sînt corecte, s-au efectuat calculele de încălzire corespunzătoare

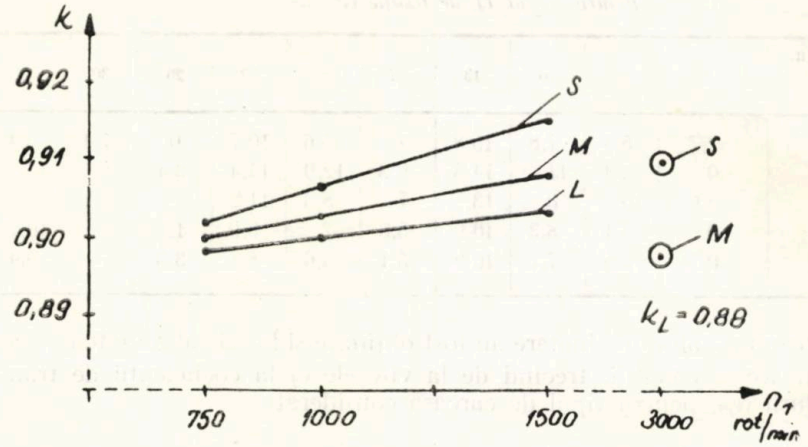


Fig. 4. Valorile factorului de corecție k pentru calculul supratemperaturii carcaselor motoarelor încercate.

rezultatele comparîndu-se cu cele obținute la stand. În timp ce la considerarea lui $k=1$ diferențele între valorile calculate și cele măsurate sînt de ordinul 6 – 12 °C, la introducerea în calcule a valorilor lui k rezultate din figura 4 ele se reduc la 1 – 4 °C, confirmînd astfel justețea concluziilor teoretice și necesitatea introducerii în calcule a factorului de corecție propus.

Diferențele care rezultă între valorile calculate și cele măsurate, de altfel minime, se datoresc probabil unor erori de metodă care mai persistă, dar pot reflecta și influența impreciziunilor de prelucrare ale miezului și a carcasei (deci a abaterilor de la interstițiul considerat în calcule), ale bobinajului etc.

4. CONCLUZII

Analizînd în ansamblu rezultatele teoretice și cele experimentale obținute se pot concretiza următoarele concluzii:

1. Cedarea de căldură prin suprafața nervurată a carcaselor mașinilor în construcție închisă cu autoventilație exterioară este mai puțin eficace decît se presupune prin metodica de calcul recomandată în literatură.

2. Evaluarea mai corectă a cedării de căldură prin suprafața carcasei nervurate a mașinilor în construcție închisă se poate realiza prin introducerea unui factor de corecție k subunitar. Valoarea lui depinde, în condițiile unui ventilator dat, de construcția carcasei (număr de nervuri, dimensiunile acestora etc.).

3. Pentru determinarea valorii factorului de corecție k sînt necesare măsurători de viteze ale curentului de aer debitat de ventilator într-un număr de 6 – 7 canale de răcire ale carcasei, avînd poziții bine determinate. La motoarele asincrone de putere mică și medie, în calcule mai puțin pretențioase, se poate considera valoarea $k=0,9$.

BIBLIOGRAFIE

1. Alexeev A. E. — *Construcția mașinilor electrice* (trad. în limba română). Edit. Tehnică 1951, pg. 581.
2. Richter R. — *Mașini electrice* (trad. în l. română) vol. I. București, Edit. tehn. 1951, 600 pg.
3. Pankhurst R. C. — *Wind-tunnel technique.* London, 1952, 658 pg.
4. Weissheimer H. — *Motoare trifazate răcite la suprafață* (ventilație exterioară). Culegere jubiliară a SSW, 1953.

ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОХЛАЖДАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В ЗАМКНУТОЙ КОНСТРУКЦИИ И В КАРКАСЕ С РЕБРАМИ

(РЕЗЮМЕ)

После изложения причин по которым гипотеза отдачи тепла, в одинаковых условиях, всеми охлаждающими каналами образованными рёбрами каркаса, является ошибочной, в работе дается качественный и количественный анализ явления.

Полученные теоретические результаты в связи с способом изменения значения скорости воздушного потока (этим самым и коэффициента-теплопередачи) в разных охлаждающих каналах каркасы подтверждаются результатами измерений произведенных на машинах собственного производства.

С целью уменьшения ошибок появляющихся в расчете нагревания и охлаждения двигателей данного вида, предлогается введение некоторого поправочного коэффициента, определяемый сравнительно простым способом.

ÜBER DIE WIRKSAMKEIT DER ABKÜHLUNGSOBERFLÄCHE DER ASYNCHRONMOTOREN IN GESCHLOSSENER KONSTRUKTION UND MIT EINEM GEHÄUSE MIT KÜHLRIPPEN.

(ZUSAMMENFASSUNG)

Nachdem man die Gründe gezeigt hat für welchen die Hypothese der Wärmenachlassung in gleichen Konditionen von jedem Abkühlungskanal, gebildet von den Kühlrippen des Gehäuses, irrtümlich ist, übergeht man zur qualitativen und quantitativen Anlayse der Erscheinung.

Die erhaltenen theoretischen Ergebnisse über die Art in welcher sich der Wert der Luftstromgeschwindigkeit (und damit auch der Ubertragungskoeffizient der Wärme) in verschiedenen Abkühlungskanäle des Gehäuses ändert, sind durch die Ergebnisse, ausgeführt auf rumänischen Maschinen, bestättigt.

Um die Verminderung der Fehler, die in der Berechnung der Erwärmung und Lüftung der Motoren von diesem Typ vorkommen, zu erhalten, schlägt man die Einführung eines Korrektionfaktor, welcher verhältnismässig einfach zu bestimmen ist, vor.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

METODA DE TERMOCOMPENSARE A RELEELOR REGULATOARE DE TENSIUNE DE PE AUTOVEHICULE

DE

GH. CONSTANTIN

INTRODUCERE

Releul regulator de pe autovehicule are ca funcţie principală menţinerea practic constantă a tensiunii la bornele generatorului de curent continuu, independentă de turaţia lui, care variază în limite largi. Menţinerea într-un domeniu de variaţie cît mai restrîns [4] a valorii tensiunii este impusă de consumatorii de pe autovehicul, ca sistemul de iluminat, acumulatorul, etc.

Funcţionarea releului regulator este influenţată în mare măsură de valoarea temperaturii mediului ambiant, care prin natura construcţiei autovehiculelor cu motor termic, variază între limite foarte mari (20 ... 70) °C. Odată cu modificarea temperaturii se schimbă valoarea tensiunii reglate. În principal se modifică rezistenţa electrică a înfăşurării releului, ceea ce duce la schimbarea curentului prin bobină şi deci a forţei electromagnetice dezvoltate.

Pentru a realiza o funcţionare corespunzătoare a releului, deci o tensiune practic constantă, independentă de temperatură, se folosesc diferite metode de termocompensare. Astfel se pot utiliza pentru înfăşurarea releului materiale cu coeficient de temperatură al rezistenţei redus, de exemplu constantan, care asigură o rezistenţă constantă a bobinei şi deci o forţă dezvoltată de electromagnet de asemenea constantă, independentă de temperatură.Metoda are însă dezavantajul că rezistivitatea materialului cu coeficient de temperatură mic este relativ mare, astfel că apar pierderi mari şi de asemenea că aceste materiale sînt scumpe. În practică se foloseşte uneori o înfăşurare care este realizată numai parţial din materialul amintit. Dimensionînd astfel circuitul încît rezistenţa înfăşurării de constantan să fie preponderată în rezistenţa totală a bobinei, se obţine o diminuare a influenţei temperaturii.

Metoda descrisă se combină de obicei cu o altă termocompensare şi anume folosirea unor şunturi termomagnetice [3]. Materialul acestor şunturi, numit termaloi sau termoflux, este un aliaj feromagnetic cu nichel la care permeabilitatea magnetică este funcţie de temperatură. Prin alegerea corespunzătoare a aliajului şi a secţiunii şuntului faţă de secţiunea totală a miezului se poate obţine o micşorare cu temperatura a reluctanţei circuitului magnetic, astfel încît forţa dezvoltată de electromagnet să se menţină constantă.

MŰSZAKI EGYETEM 1948 BUDAPEST

În lucrarea de față se propune o metodă de termocompensare cu bimetal Cu ajutorul unei plăci bimetalice se realizează o modificare, în funcție de temperatură, a forței rezistente care acționează asupra armăturii releului. Dimensi unile plăcii bimetalice se determină din condiția ca forma de variație cu temperatura a forței suplimentare să coincidă cît mai exact cu variația forței electromagnetului în funcție de temperatură.

VARIAȚIA CU TEMPERATURA A FORȚEI ELECTROMAGNETICE LA RELEUL REGULATOR

Schema electrică simplificată a instalației de alimentare de pe un autovehicol este reprezentată în fig. 1.

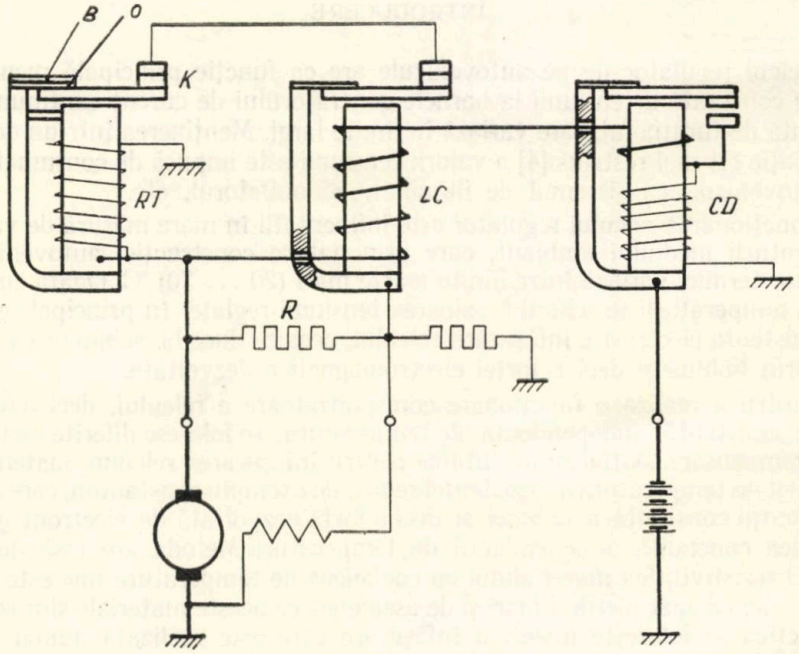


Fig.1. Schema instalației de alimentare de pe autovehicul : *RT* — regulator de tensiune ; *LC* — limitator de curent ; *CD* — conjunctor disjunctor.

Reglarea tensiunii la bornele generatorului de curent continuu se realizează prin rezistența *R* introdusă în circuitul de excitație al generatorului. Contactul *K*, care șuntează această rezistență, este comandat de releul regulator. În momentul în care tensiunea este egală cu valoarea reglată, se deschide acest contact și se introduce rezistența *R* în serie, în circuitul de excitație. Curentul de excitație

se micșorează și, în consecință, scade tensiunea iar electromagnetul releului RT eliberează armătura, închizînd contactul K prin care se scurtcircuitează rezistența. Contactul K este menținut închis de o lamelă elastică 0. Prin modificarea forței dezvoltată de lamelă se poate schimba valoarea tensiunii reglate de releu. Frecvența de deconectare a contactului K este de aproximativ (30 ... 50) Hz și este determinată în principal de calitatea materialului magnetic al electromagnetului. Forma de variație a tensiunii reglate, obținută prin oscilografiere, este reprezentată din fig. 2.

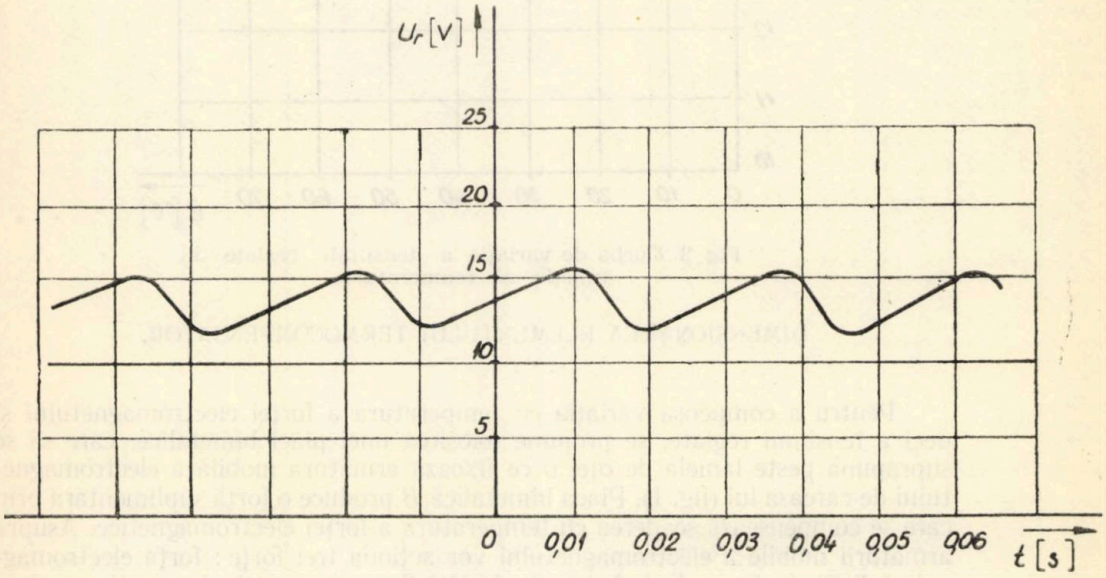


Fig. 2. Oscilograma tensiunii reglate.

Forța dezvoltată de lamela elastică este practic constantă, independentă de temperatură, în schimb forța electromagnetului scade cu creșterea temperaturii, deoarece prin mărirea rezistenței înfășurării se micșorează curentul prin bobină. Rezultă că releul va acționa, adică va deschide contactul K, la o tensiune mai mare. În fig. 3 s-a reprezentat variația tensiunii reglate de releu în funcție de temperatura mediului ambiant. Comparînd curba obținută cu variația rezistenței în funcție de temperatură, se constată că ele sînt identice. Rezultă că variația rezistenței înfășurării este factorul principal care determină variația tensiunii cu temperatura.

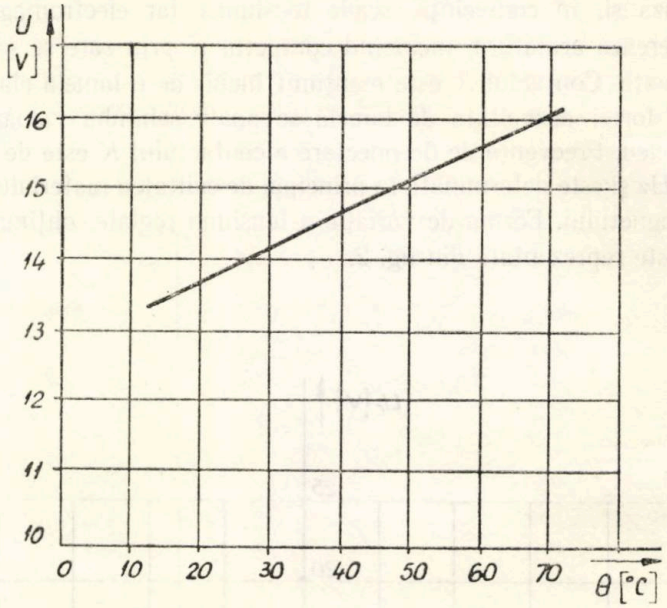


Fig. 3. Curba de variaţie a tensiunii reglate în funcţie de temperatură.

DIMENSIONAREA ELEMENTULUI TERMOCOMPENSATOR.

Pentru a compensa variaţia cu temperatura a forţei electromagnetului şi deci a tensiunii reglate, se propune folosirea unei plăci bimetalice, care să se suprapună peste lamela de oţel 0 ce fixează armătura mobilă a electromagnetului de carcasa lui (fig. 1). Placa bimetalică B produce o forţă suplimentară prin care se compensează scăderea cu temperatura a forţei electromagnetice. Asupra armăturii mobile a electromagnetului vor acţiona trei forţe: forţa electromagnetică $F_e(\theta)$, forţa produsă de lamela de oţel F, care nu variază practic cu tem peratura, şi forţa suplimentară produsă de bimetal $F_b(\theta)$. Pentru a realiza termocompensarea trebuie realizată condiţia:

$$F = F_e(\theta) + F_b(\theta)$$

valabilă pentru toate temperaturile domeniului de compensare. Forţa electromagnetică este proporţională cu patratul curentului din bobină, respectiv la tensiune de alimentare constantă este invers proporţională cu patratul rezistenţei $F_e = k/R^2$. Pentru domeniul de variaţie al temperaturii, la releul regulator, de (20 ... 70) °C, curba de variaţie a forţei cu temperatura poate fi considerată cu buna aproximaţie o dreaptă (fig. 4). Rezultă că forţa dezvoltată de bimetal:

$$F_b(\theta) = F - F_e(\theta) \qquad (1)$$

va trebui să crească liniar cu temperatura.

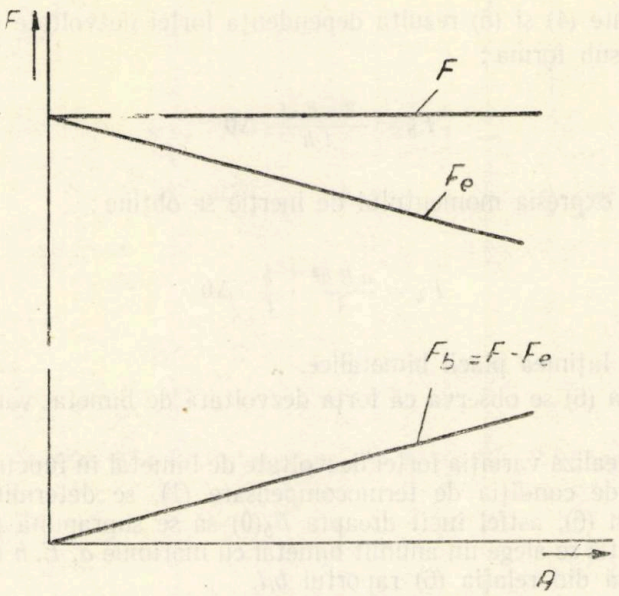


Fig. 4. Variația funcție a temperatură a forțelor : F, F_e și F_b.

Pentru dimensionarea bimetalului se folosește expresia săgeții specifice [1 ; 2], definită în forma :

$$a = \frac{f \cdot h}{(f^2 + l^2)\Delta\theta} \text{ [grad}^{-1}\text{]} \tag{2}$$

în care s-a notat cu f săgeata, h – grosimea, l – lungimea bimetalului și cu $\Delta\theta$ diferența de temperatură.

Săgeata specifică, a, este o mărime caracteristică fiecărui bimetal și este precizată de furnizor sau se determină experimental.

În cazul considerat, săgeata este mult mai mică decît lungimea bimetalului și relația (2) se poate scrie :

$$a = \frac{f \cdot h}{l^2 \Delta\theta} \tag{3}$$

de unde rezultă săgeata bimetalului în funcție de temperatură :

$$f = \frac{a \cdot l^2}{h} \Delta\theta \tag{4}$$

Pentru a determina variația forței în funcție de temperatură se folosește relația de legătură între săgeată și forță :

$$f = \frac{1}{E \cdot J} \cdot \frac{l^3}{3} \cdot F_b \tag{5}$$

în care s-a notat cu E modulul de elasticitate și cu J momentul de inerție.

Din relaţiile (4) şi (5) rezultă dependenţa forţei dezvoltate de bimetal de temperatură, sub forma :

$$F_b = \frac{3\,a\,E \cdot J}{l \cdot h}\,\Delta\theta$$

Înlocuind expresia momentului de inerţie se obţine :

$$F_b = \frac{a\,E\,h^2}{4} \cdot \frac{b}{l} \cdot \Delta\theta \qquad (6)$$

în care b este lăţimea plăcii bimetalice.

Din relaţia (6) se observă că forţa dezvoltată de bimetal variază liniar cu temperatura.

Pentru a realiza variaţia forţei dezvoltate de bimetal în funcţie de temperatură, impusă de condiţia de termocompensare (1), se determină parametrii bimetalului din (6), astfel încît dreapta $F_b(\theta)$ să se suprapună peste dreapta $F - F_e(\theta)$. Practic se alege un anumit bimetal cu mărimile a, E, h date în tabele şi se determină din relaţia (6) raportul b/l.

REZULTATE EXPERIMENTALE

Rezultatele experimentale obţinute sînt reprezentate în fig. 5. Curba (a) redă variaţia tensiunii reglate de un releu termocompensat cu bimetal şi înfăşurare parţială de constantan.

Comparată cu curba (b), care reprezintă tensiunea reglată de un releu termocompensat cu şunt de termaloi şi înfăşurare parţial din constantan, combinaţia folosită larg în practica de specialitate, se observă că prezintă rezultate grupate în acelaşi domeniu de variaţie. Ambele curbe se înscriu în domeniu impus de normele de specialitate care precizează limitele de variaţie [4]. Pe aceeaşi figură s-a reprezentat şi curba (c) şi anume tensiunea reglată de un releu fără termocompensare iar curba (d) tensiunea reglată cu termocompensare prin înfăşurare parţială din constantan. În ambele cazuri variaţiile depăşesc limitele stabilite de norme.

Releele termocompensate cu plăci bimetalice au fost supuse şi unor încercări de durată, pentru a observa obosirea plăcilor bimetalice. Rezultatele obţinute au fost bune, deoarece plăcile bimetalice funcţionează cu o săgeată mică, cca 0,2 mm, şi aceasta nu a influenţat negativ comportarea în timp a releului regulator.

Metoda de termocompensare propusă, combinată cu înfăşurarea parţială din constantan, a fost aplicată cu rezultate bune la relee regulatoare fabricate la uzina Electromotor.

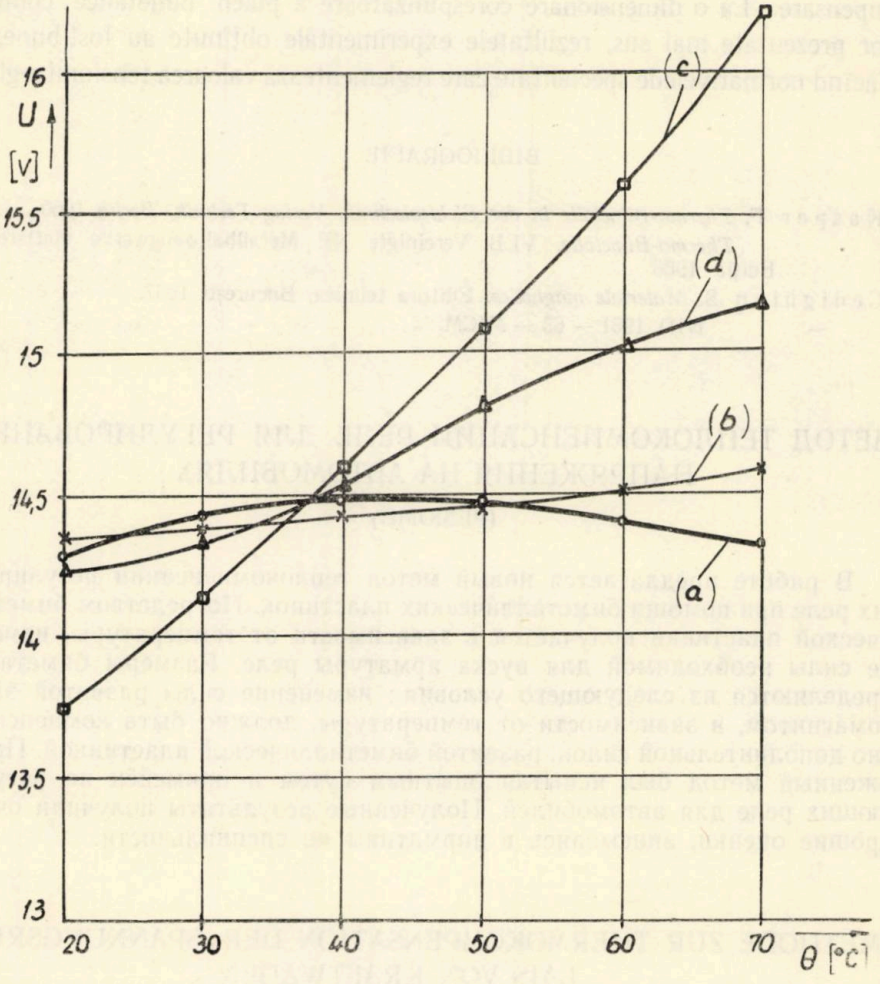


Fig. 5. Variaţia tensiunii reglate funcţie de temperatură : a — termocompensare cu bimetal şi înfăşurarea parţială din constantan ; b — termocompensare cu termaloi şi înfăşurare parţială din constantan ; c — fără termocompensare ; d — termocompensare prin înfăşurare parţială din constantan.

CONCLUZII

În lucrare se prezintă o metodă de compensare a influenţei temperaturii asupra tensiunii reglate de releul regulator de pe autovehicule, bazată pe folosirea unei plăci bimetalice, combinată cu înfăşurarea parţială din constantan. Metoda propusă complectează avantajos celelalte metode cunoscute de termo-

compensare. La o dimensionare corespunzătoare a plăcii bimetalice conform celor prezentate mai sus, rezultatele experimentale obţinute au fost bune, satisfăcînd normativelede specialitate care reglementează valoarea tensiunii reglate.

BIBLIOGRAFIE

1. Kaspar F. *Thermo-Bimetalle in der Elektrotechnik. Verlag Technik, Berlin* 1960
2. *Thermo-Bimetalle.* VEB Vereinigte NE Metallhalbzeugwerke Hettstedt. Ediţia 1966
3. Cedighian S. *Materiale magnetice.* Editura tehnica, Bucureşti 1967.
4. — NID 1951 — 65 — MICM.

МЕТОД ТЕПЛОКОМПЕНСАЦИИ РЕЛЕ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА АВТОМОБИЛЯХ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается новый метод теплокомпенсации регулирующих реле при помощи биметаллических пластинок. Посредством биметаллической пластинки получается в зависимости от температуры, изменение силы необходимой для пуска арматуры реле. Размеры биметалла определяются из следующего условия : изменение силы развитой электромагнитом, в зависимости от температуры, должно быть компенсировано дополнительной силой, развитой биметаллической пластинкой. Предложенный метод был испытан опытным путем и применён на регулирующих реле для автомобилей. Полученные результаты получили очень хорошие оценки, вписываясь в нормативы по специальности.

METHODE ZUR THERMOKOMPENSATION DER SPANNUNGSRELAIS VON KRAFTWAGEN

In der Arbeit wird eine neue Methode zur Thermokompensation der Spans nungsrelais, mittels eines Bimetallplättchens, vorgeschlagen, Mit Hilfe de-Bimetalls wird die Kraft für das Betätigen des Relais temperaturabhängig. Aus der Bedingung dass die Kraftveränderung des Elektromagneten durch die zusätzliche Kraft des Bimetalls kompensiert wird, werden die Abmessungen des Plättchens bestimmt. Die vorgeschlagene Methode wurde praktisch versucht und beim Herstellen der Relais, mit sehr guten Ergebnissen, angewendet.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

LINII DE PROPAGARE A TRANSFERULUI PENTRU ADUNAREA SIMULTANĂ A PATRU NUMERE

DE

A. SOCENEANŢU

1. INTRODUCERE

Ideea de a folosi o linie de transfer compusă din trei tranzistoare comandate de funcţia de propagare a transferului, de funcţia de generare a transferului egal cu zero şi cea corespunzătoare transferului egal cu unu, a fost prezentată pentru prima dată de T. Kilburn [1] şi F. Salter [2]. Iniţial acest tip de linie de propagare a fost aplicată la sumatoare pentru două numere binare. Mai recent, D. Ferrari [3] a folosit aceeaşi tehnică pentru un sumator ce adună mai multe numere simultan, folosind următoarea codificare pentru transferul ce se propagă : un potenţial ridicat în prima linie reprezintă un „transfer egal cu unu, un potenţial ridicat în prima şi a doua linie reprezintă un transfer egal cu doi ş.a.m.d. În continuare, această codificare se va nota cu „codificare redundantă a transferului 2" (CRT 2). Ea a fost aplicată de Ferrari doar la sumatoare în baza 2.

O altă codificare posibilă a transferului, necesită cîte o linie pentru fiecare valoare posibilă a transferului, incluzînd şi valoarea zero. Această codificare se notează cu „codificare redundantă a transferului 1" (CRT 1).

Scopul lucrării este de a prezenta patru variante de linii de transfer pentru un sumator ce adună patru numere simultan şi de a le compara. Se vor considera în cele ce urmează, cele două tipuri de codificări, aplicate la sumatoare în baza doi şi patru.

2. LINIA DE TRANSFER CORESPUNZĂTOARE BAZEI DOI ŞI CODIFICĂRII CRT 1

Se consideră că sumatorul primeşte patru numere pentru a fi adunate. Valorile transferului ce poate fi generat în fiecare rang sînt : 0, 1, 2 şi 3. Relaţiile ce descriu generarea şi propagarea acestor patru valori ale transferului au fost stabilite în [4] şi pentru o urmărire mai uşoară a conţinutului lucrării, se dau mai jos

$$\begin{aligned} {}^{0}G_i &= {}^{1}C_{i+1} \cdot {}_{i}S_0^4 \\ {}^{0}P_i &= {}_{i}S_{01}^4 \cdot {}^{0}C_{i+1} \end{aligned} \qquad (1)$$

$$^1G_i = {}^0C_{i+1} \cdot {}_iS^4_{2,3} \vee {}^2C_{i+1} \cdot {}_iS^4_{0,1} \vee {}^3C_{i+1} \cdot {}_iS^4_0 \tag{2}$$

$$^1P_i = {}_iS^4_{21} \cdot {}^1C_{i+1}$$

$$^2G_i = {}^0C_{i+1} \cdot {}_iS^4_4 \vee {}^1C_{i+1} \cdot {}_iS^4_{3,4} \vee {}^3C_{i+1} \cdot {}_iS^4_{1,2} \tag{3}$$

$$^2P_i = {}_iS^4_{2,3} \cdot {}^2C_{i+1}$$

$$^3G_i = {}^2C_{i+1} \cdot {}_iS^4_4 \tag{4}$$

$$^3P_i = {}_iS^4_{3,4} \cdot {}^3C_{i+1}$$

Pe baza acestor relații se poate construi linia de transfer corespunzătoare unui rang binar, din figura 1. Particularitatea acestei linii complexe de propagare a transferului este dependența valorii transferului generat într-un rang, față de diferite valori ale transferului ce sosesc la rangul considerat. La această linie de transfer nu există situații de generare a unei valori a transferului, în care transferul generat să fie independent de transferul ce intră în rang. Aceasa înseamnă că un transfer generat în rangul cel mai puțin semnificativ se va propaga prin toate rangurile binare, în fiecare rang putînd lua o altă valoare. În fiecare rang, numai o singură linie de transfer va conține un „1".

În relațiile de mai sus, și în continuare, variabilele de intrare, cîte patru pentru fiecare rang, și care urmează să fie adunate, se vor lua în considerare prin valoarea funcțiilor Booleene simetrice. Astfel prin ${}_iS^4_{2,3}$ s-a notat valoarea funcției simetrice în raport cu două sau trei variabile, pentru variabilele rangului i, avînd patru variabile la intrare.

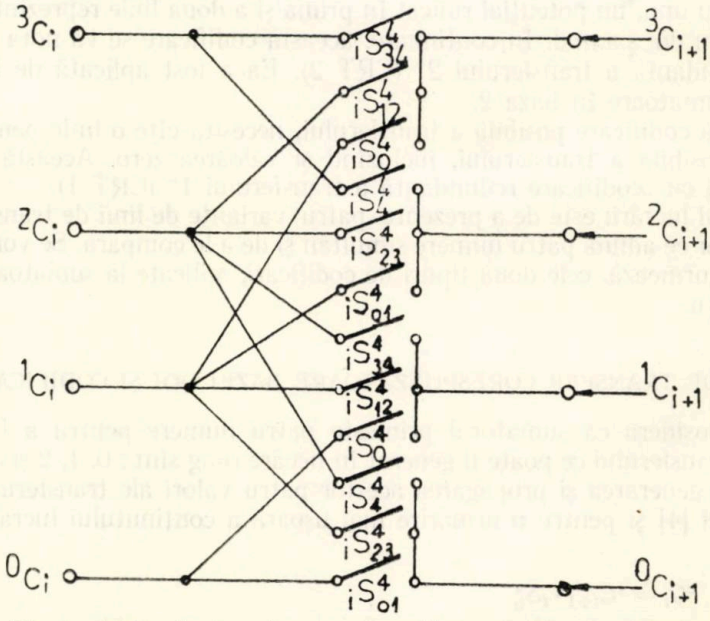


Fig. 1. Linia de transfer corespunzătoare unui rang binar pentru baza 2 și codificarea CRT1.

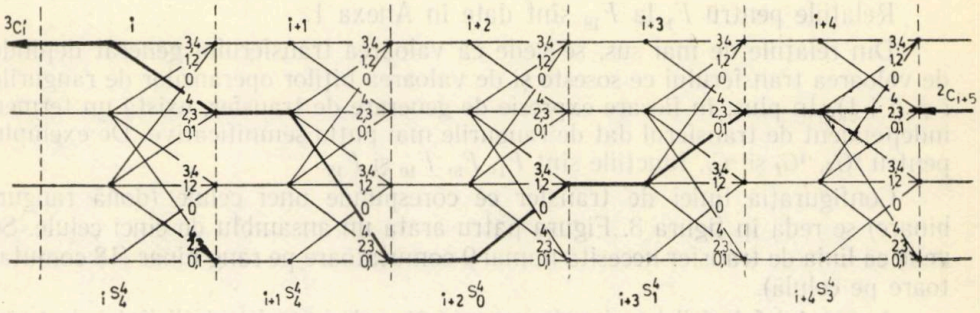


Fig. 2. Linia de transfer pentru 5 ranguri binare, baza 2 și codificarea CRT1.

Figura 2 redă linia de transfer pentru cinci ranguri binare. În funcție de valoarea operanzilor, se va selecta o cărare dim multe posibile. Această cărare e selectată simultan în fiecare rang, înainte ca transferul din rangul cel mai puțin semnificativ să înceapă să se propage.

Timpul de propagare a transferului prin linie, este același ca la propunerea făcută de Ferrari. Diferența constă în aceea că în fig. 2 o singură linie de transfer e activată la un moment dat într-un rang binar. Astfel se poate ușor depista o anumită categorie de erori, și anume cînd mai multe linii de transfer sînt activate la un moment dat. Aceasta se poate face folosind un element cu prag. Pe de altă parte, schema prezentată are dezavantajul că necesită douăsprezece comutatoare pentru un rang binar, în timp ce propunerea lui F e r r a r i necesită numai zece.

3. LINIA DE TRANSFER CORESPUNZĂTOARE BAZEI PATRU ȘI CODIFICAEEA CRT 1

Relațiile pentru generare și propagarea celor patru valori posibile ale transferului au fost stabilite în [5], și pentru ușurarea urmăririi lucrării se dau mai jos

$$^0G_i = F_1 \vee F_3 \cdot {}^1C_{i+1} \vee F_4 \cdot {}^2C_{i+2}$$
$$^0P_i = F_2 \cdot {}^\circ C_{i+2} \qquad (5)$$

$$^1G_i = F_5 \vee F_7 \cdot {}^0C_{i+2} \vee F_6 \cdot {}^2C_{i+2} \vee F_9 \cdot {}^3C_{i+2}$$
$$^1P_i = F_8 \cdot {}^1C_{i+2} \qquad (6)$$

$$^2G_i = F_{10} \vee F_{11} \cdot {}^0C_{i+2} \vee F_{12} \cdot {}^1C_{i+2} \vee F_{13} \cdot {}^3C_{i+2}$$
$$^2P_i = F_{14} \cdot {}^2C_{i+2} \qquad (7)$$

$$^3G_i = F_{15} \vee F_{16} \cdot {}^1C_{i+2} \vee F_{17} \cdot {}^2C_{i+2}$$
$$^3P_i = F_{18} \cdot {}^3C_{i+2} \qquad (8)$$

Relațiile pentru F_1 la F_{18} sînt date în Anexa 1.

Din relațiile de mai sus, se vede că valoarea transferului generat depinde de valoarea transferului ce sosește și de valoarea biților operanzilor de rangurile i și $(i+1)$. În plus, în fiecare expresie de generare de transfer, există un termen independent de transferul dat de rangurile mai puțin semnificative. De exemplu pentru ${}^0G_i$, ${}^1G_i$ și ${}^3G_i$, funcțiile sînt F_1, F_5, F_{10} și F_{15}.

Configurația liniei de transfer ce corespunde unei celule (două ranguri binare) se redă în figura 3. Figura patru arată un ansamblu de cinci celule. Se vede că linia de transfer necesită numai 9 comutatoare pe rang binar (18 comutatoare pe celulă).

Avantajul folosirii bazei patru constă în reducerea lungimii liniei de transfer, deci a timpului de propagare a transferului. Desigur că acest avantaj este obținut în detrimentul volumului de circuite ce s-ar putea ca în ansamblu să crească.

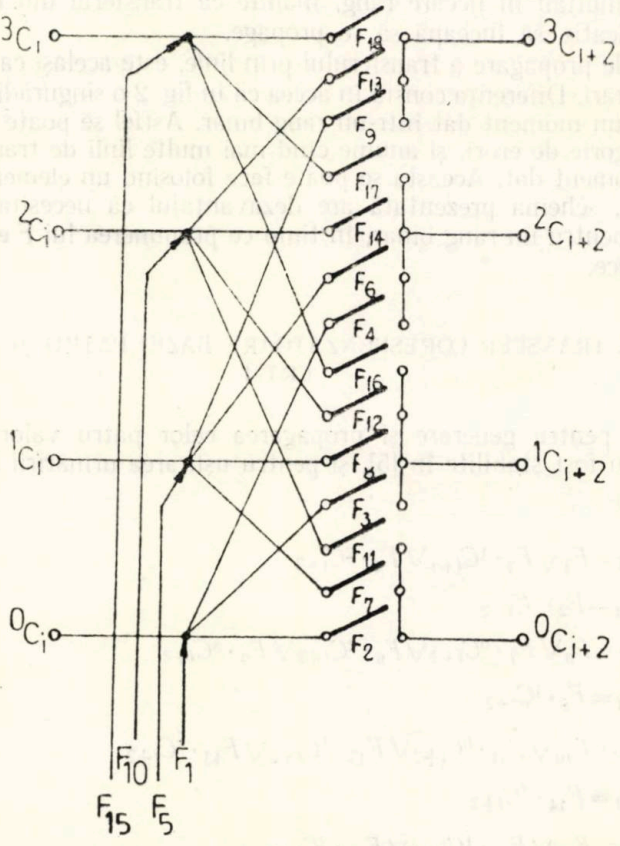


Fig. 3. Linia de transfer corespunzătoare unei celule, pentru baza 4 și codificarea CRT1.

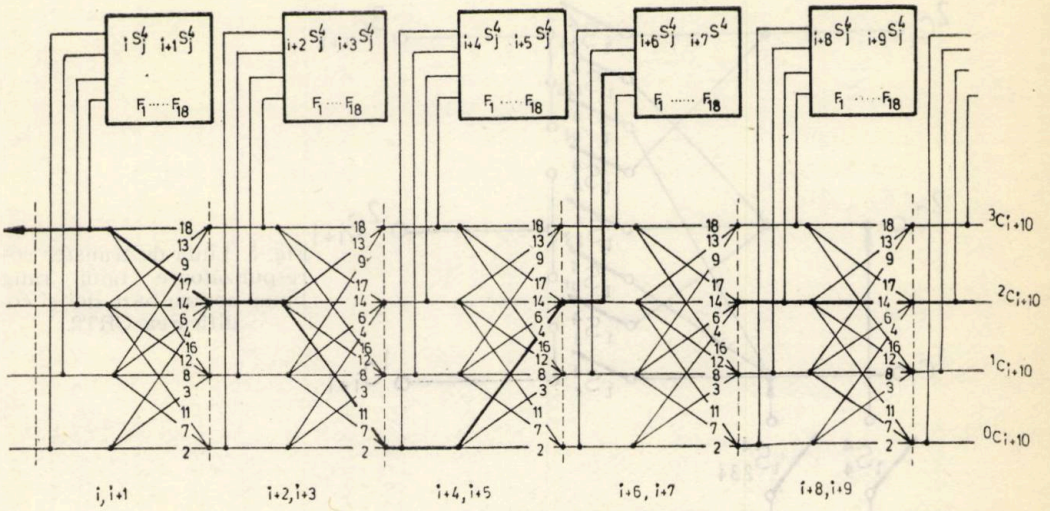


Fig. 4. Linia de transfer pentru un ansamblu de 5 celule, pentru baza 4 și codificarea CRT1.

4. LINIA DE TRANSFER CORESPUNZĂTOARE BAZEI 2 ȘI CODIFICĂRII CRT 2

Relațiile ce corespund acestui caz sînt determinate în [4] și se redau mai jos.

$$
\begin{aligned}
{}^1G_i &= {}_iS^4_{2,3,4} \vee {}_iS^4_{0,1} \cdot {}^2C_{i+1} \vee {}_iS^4_{0,1} \cdot {}^3C_{i+1} \\
{}^1P_i &= {}_iS^4_1 \cdot {}^1C_{i+1} \\
{}^2G_i &= {}_iS^4_4 \vee {}_iS^4_3 \cdot {}^1C_{i+1} \vee {}_iS^4_{1,2,3} \cdot {}^3C_{i+1} \\
{}^2P_i &= {}_iS^4_{2,3} \cdot {}^2C_{i+1} \\
{}^3G_i &= {}_iS^4_4 {}^2C_{i+1} \\
{}^3P_i &= {}_iS^4_{3,4} \cdot C_{i+1}
\end{aligned}
\qquad (9)
$$

Figura 5 reprezintă interconectările pentru un rang binar între liniile de transfer construite pe baza setului de ecuații 9. La același rezultat se poate ajunge urmînd algoritmul propus de Ferrari pentru un sumator cu patru operanzi.

Figura 6 redă linia de transfer pentru cinci ranguri binare.

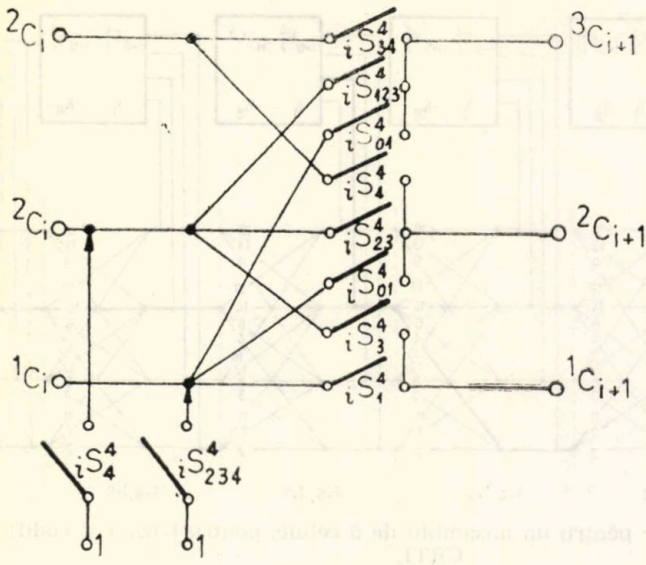


Fig. 5. Linia de transfer corespunzătoare unui rang binar pentru baza doi și codificarea CRT2.

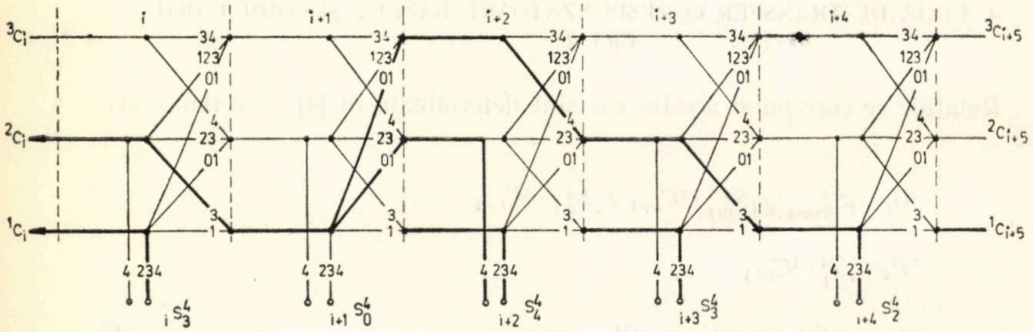


Fig. 6. Linia de transfer pentru un ansamblu de 5 celule pentru baza 2 și codificarea CRT2.

5. LINIA DE TRANSFER PENTRU BAZA PATRU ȘI CODIFICAREA CRT 2

Relațiile pentru acest caz au fost stabilite în [5] și pentru o mai ușoară urmărire se dau mai jos

$$^{i}G_i = F_1 \vee F_2 \cdot {}^{2}C_{i+2} \vee F_3 \cdot {}^{3}C_{i+2}$$

$$^{1}P_i = 0$$

$$G_i = F_4 \vee F_6 \cdot {}^{3}C_{i+2}$$

$$P_i = F_5 \cdot {}^2C_{i+2} \qquad (10)$$
$$G_i = F_7 \vee F_8 \cdot {}^2C_{i+2}$$
$$P_i = F_9 \cdot {}^3C_{i+2}$$

Expresiile F_1 la F_9 se dau în anexa 2. Pe baza setului 10 de ecuații se poate determina configurația liniei de transfer pentru o celulă de două ranguri binare. Aceasta este dată în figura 7. În figura 8 se prezintă un ansamblu de linii de transfer pentru cinci celule (zece ranguri binare).

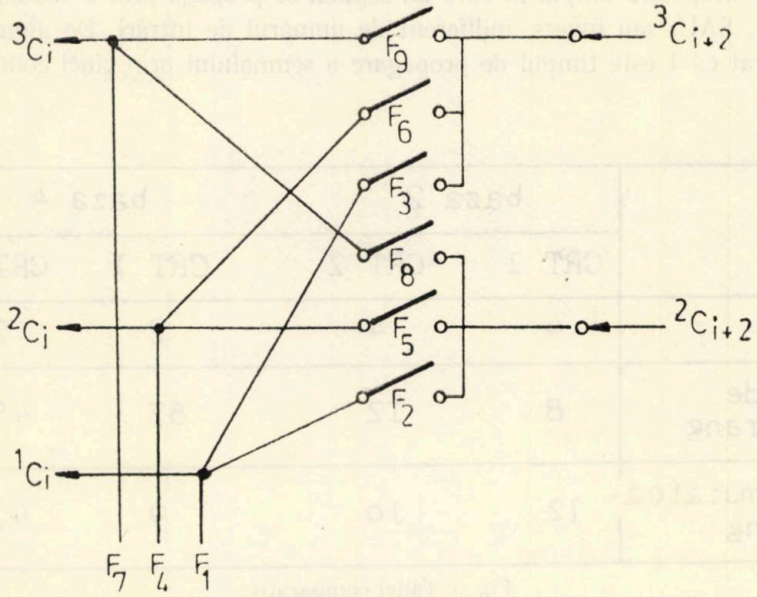


Fig. 7. Linia de transfer pentru o celulă de 2 ranguri pentru baza 4 și codificarea CRT2.

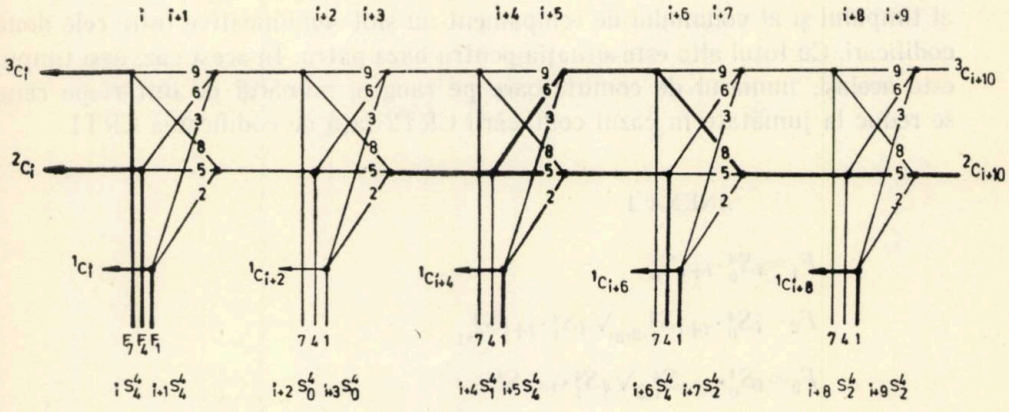


Fig. 8. Linia de transfer pentru un ansamblu de 5 celule pentru baza 4 și codificarea CRT2.

CONCLUZII

În lucrare s-a prezentat patru căi posibile de construire de linii de transfer, pentru un sumator cu patru operanzi, avînd ca model de cea propusă de T. Kilburn pentru un sumator cu doi operanzi

Tabela din fig. 9 s-a compus pentru a se face o comparație pentru cele patru variante. S-au considerat 20 de ranguri binare și patru operanzi. Unitatea de timp este timpul în care un semnal se propagă prin o cascadă de circuite SI, SAU, sau invers, indiferent de numărul de intrări. De asemenea s-a considerat că 1 este timpul de propagare a semnalului prin cinci comutatoare.

	baza 2		baza 4	
	CRT 1	CRT 2	CRT 1	CRT 2
T	4	4	2	2
nr. de intrări/rang	8	12	87	45
nr.de comutatoare pe rang	12	10	9	4,5

Fig. 9. Tabel comparativ.

Se observă că dacă se lucrează în baza doi diferențele din punct de vedere al timpului și al volumului de echipament nu sînt semnificative între cele două codificări. Cu totul alta este situația pentru baza patru. În acest caz, deși timpul este același, numărul de comutatoare pe rang și numărul de intrări pe rang se reduc la jumătate în cazul codificării CRT2 față de codificarea CRT1.

ANEXA 1

$$F_1 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_2 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1}^4$$

$$F_3 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_4 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_1^4$$

$$F_5 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_2^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_6 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{2,3}^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1,3}^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_1^4$$

$$F_7 = {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1}^4$$

$$F_8 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_3^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,3,4}^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_9 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1}^4$$

$$F_{10} = {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_2^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_{11} = {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4$$

$$F_{12} = {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_3^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,3,4}^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4$$

$$F_{13} = {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1}^4$$

$$F_{14} = {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{2,3}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{0,1,3}^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_1^4$$

$$F_{15} = {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4$$

$$F_{16} = {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_3^4$$

$$F_{17} = {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{2,3}^4$$

$$F_{18} = {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3}^4$$

ANEXA 2

$$F_1 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3,4}^4 \vee {}_iS_{2,3,4}^4$$

$$F_2 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_2^4 \vee {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_3 = {}_iS_0^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_4 = {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2,3,4}^4 \vee {}_iS_4^4$$

$$F_5 = {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_2^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_6 = {}_iS_1^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_2^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4 \vee {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_0^4$$

$$F_7 = {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4$$

$$F_8 = {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_4^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_2^4$$

$$F_9 = {}_iS_3^4 \cdot {}_{i+1}S_{3,4}^4 \vee {}_iS_4^4 \cdot {}_{i+1}S_{1,2}^4$$

BIBLIOGRAFIE

1. Kilburn, T., Edwars, G., Aspinal, D. „*Parallel Addition in digital computers: A new fast carry circuit*". The Proceedings of the Institution of electrical Engineers. Part. B pg. 464, Nr. 29 sept. 1959 London.

2. Salter, F., „*High Speed transitorised Adder for a Digital computer*" IEE. Transaction of Electronic Computers, EC—9, Dec. 1960, Nr. 4.

3. Ferrare, D., „*Fast Carry Propagation Iterative Networks*" IEEE Trans. on Computers vol. C—17, Nr. 2 February 1968 pg. 136—145.

4. Soceneanțu, A., „*N Summand Adder using Carry Look Ahead technic*". Departament of Computer Science, University of Illinois, Urbana, Illinois, File, December 1969.

5. Soceneanțu, A., „*Four Summands Adder using Carry Look Ahead technic for Radix 4*" University of Illinois, Urbana, Illinois, Departament of Computer Science, File Iannuary, 15, 1970.

ЛИНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ОДНОВРМЕННОГО СУММИРОВАНИЯ ЧЕТЫРЕХ ЧИСЕЛ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены четыре варианта линий передачи для сумматора, суммирующего одновременно четыре числа. Сопоставляются рассмотренные варианты и выявляется малое число переключателей и входов в ранг для кодифицирования КРТР и четвертой основы.

CARRY PROPAGATION LINES FOR A FOUR SUMMANDS ADDER

ABSTRACT

Four variants for a carry propagation line are presented. A comparison is made among them and the conclusion that for base four and codification cod CRT2 a small number of schwitches per binary position results, is drawn.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

VERIFICAREA ALGORITMELOR DE EXECUTARE A INSTRUCŢIILOR ARITMETICE CU AJUTORUL CALCULATORULUI

V. POP, E. PETRIU

(primită la redacţie la data de 31. 01. 72)

I. INTRODUCERE

O etapă importantă în munca de proiectare a dispozitivelor componente ale unui calculator este verificarea corectitudinii algoritmelor folosite la proiectarea lor. Este avantajos ca această verificare să se facă înainte de a se trece la materializarea dispozitivului respectiv, astfel încît eventualele greşeli să poată fi depistate şi corectate în faza de proiect. Procedîndu-se astfel se economiseşte cantitatea mult mai mare de muncă şi materiale care s-ar cheltui în cazul în care ar fi necesară depanarea dispozitivului gata construit [1].

Verificarea succesiunilor de operaţii elementare (ale algoritmelor) de execuţie a instrucţiilor, în toate condiţiile posibile, reclamă o mare cheltuială de muncă şi un efort de concentrare din partea celui care îndeplineşte această verificare.

În cazul verificării unor algoritme, această activitate laborioasă poate fi asistată de către calculator, beneficiind astfel de cele două proprietăţi de bază ale acestuia: viteza mare de lucru şi precizie de calcul [2]. Omului îi rămîne doar munca de programare a calculatorului. Deoarece toate instrucţiile unui calculator se realizează pe baza unui număr relativ redus de operaţii elementare, o dată puse la punct subrutinele pentru aceste operaţii elementare, programarea va necesita o cantitate de muncă substanţial mai mică decît cantitatea de muncă ce ar trebui depusă în cazul verificării, manuale, a corectitudinii succesiunilor de operaţii elementare pentru toate instrucţiile existente.

În lucrare se prezintă subrutinele pentru operaţiile elementare pe baza cărora se execută instrucţiile aritmetice într-un calculator şi modul de folosire a acestor subrutine pentru întocmirea programelor de verificare a algoritmelor de executare a instrucţiilor aritmetice (se prezintă pentru exemplificare programul de verificare pentru un algoritm de înmulţire cunoscut). Pentru scrierea programelor se foloseşte limbajul de programare FORTRAN IV.

II. SETUL DE SUBRUTINE PENTRU OPERAŢIILE ELEMENTARE

Analizînd algoritmele de efectuare a instrucţiilor aritmetice într-un calculator s-a constatat că, indiferent de codul folosit pentru reprezentarea numerelor, sînt necesare următoarele 6 operaţii elementare: anularea conţinutului unui

registru, transferul conținutului unui registru în alt registru, transferul conținutului negat al unui registru în alt registru, deplasarea la stînga a conținutului unui registru, deplasarea la dreapta a conținutului unui registru, însumarea conținutului a două registre.

În cele ce urmează se consideră că fiecare rang al unui registru este reprezentat printr-o variabilă de tip întreg (care poate lua doar valorile binare : 0 sau 1).

Un registru va fi reprezentat printr-un tablou liniar de tip întreg, denumirea tabloului fiind chiar numele registrului, indicii elementelor tabloului fiind indicii rangului pe care le reprezintă. Acest mod de reprezentare are avantajul că permite o foarte ușoară manevrare a conținutului oricărui rang, nemaifiind necesare măști sau subrutine de extragere a conținutului unui anumit rang dintr-un registru. Introducerea și extragerea datelor se poate face astfel fără nici o complicație, direct în binar. În plus modul de reprezentare adoptat permite considerarea unor registre oricît de lungi, lungimea lor nedepinzînd de lungimea cuvîntului din calculatorul pe care se rulează programele de verificare. Ca avantaj al acestui mod de reprezentare se poate considera și faptul că programarea este ușurată de corespondența directă dintre denumirea fiecărui rang în parte (pe schema logică a dispozitivului aritmetic analizat) și identificatorul folosit pentru desemnarea variabilei întregi care reprezintă acel rangi

Reprezentarea fiecărui rang prin cîte o variabilă are dezavantajul unu. consum mai mare de adrese din memoria calculatorului pe care se rulează programele de verificare a algoritmelor de lucru a dispozitivului analizat. În cazul dispozitivelor aritmetice fiind vorba doar de un număr redus de registre nu există totuși un consum exagerat de adrese de memorie astfel încît dezavantajul menționat are mai puțină importanță decît avantajele enumerate mai sus.

În continuare se prezintă subrutinele pentru toate cele 6 operații elementare amintite :

1. *Aducerea la zero a unui registru* ; (*AZ*)

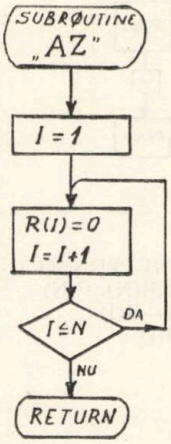
În fig. 1b și c se prezintă ordinograma și programul FORTRAN pentru aducerea la zero a unui registru oarecare, *R* cu *N* ranguri (fig. 1a).

2. *Transferul conținutului unui registru în alt registru* ; (*TRANS*)

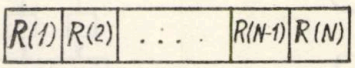
Această operație elementară are ca efect transferul conținutului registrului *R* (de *N* renguri) în registrul *P* (de *N* ranguri), conform schemei din fig. 2a. În fig. 2b și c se prezintă ordinograma și respectiv programul pentru această operație elementară.

3. *Transferul conținutului negat al unui registru în alt registru* ; (*TRNEG*)

Operația elementară TRNEG are ca efect transferul conținutului negat al unui registru *R* în alt registru *P*, conform schemei din fig. 3a (fiecare registru are cîte *N* ranguri). Fig. 3b și c reprezintă ordinograma și respectiv programul FORTRAN care descriu operația elementară TRNEG.



b)

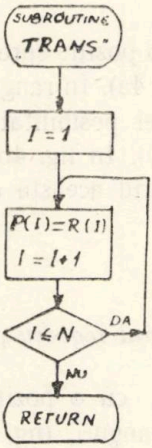


a)

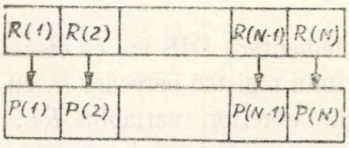
```
1       SUBROUTINE AZ(N, R)
2       INTEGER R(N)
3       DO 50 I=1, N
4    50 R(I)=0
5       RETURN
6       END
```

c)

Fig.1 Aducerea la zero a unui registru (AZ)



b)

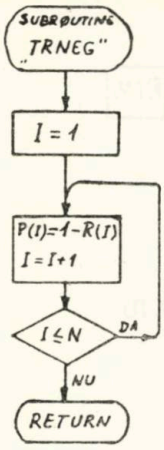


a)

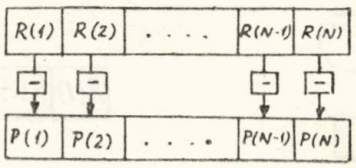
```
1       SUBROUTINE TRANS (N, R, P)
2       INTEGER R(N), P(N)
3       DO 50 I=1, N
4    50 P(I)=R(I)
5       RETURN
6       END
```

c)

Fig 2 Transferul conținutului unui registru în alt registru (TRANS)



b)



a)

```
1       SUBROTINE TRNEG (N, R, P)
2       INTEGER R(N), P(N)
3       DO 50 I=1—R(I)
4   50  P(I)=1—R(I)
5       RETURN
6       END
```

c)

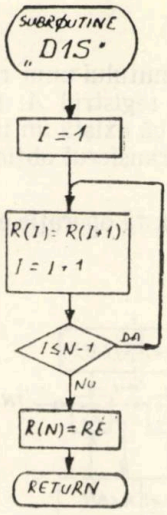
Fig 3 Transferul conținutului negat al unui registru în alt registru (TRNEG)

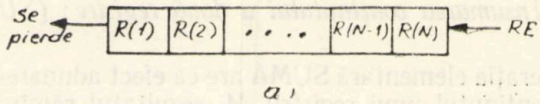
4. *Deplasarea la stînga cu o poziție a conținutului unui registru (D1S)*

Operația elementară D1S are ca efect deplasarea, cu o poziție spre stînga, a conținutului unui registru oarecare R, cu N ranguri, (fig. 4a). În rangul $R(N)$ se introduce din exterior, variabila RE, creîndu-se astfel posibilitatea unei rotiri spre stînga a conținutului registrului R, ($RE=R(1)$). În fig. 4b și c se prezintă ordinograma și programul FORTRAN care descriu această operație elementară.

5. *Deplasarea la dreapta cu o poziție a conținutului unui registru ; (D1D)*

Această operație elementară are ca efect deplasarea, cu o poziție spre dreapta, a conținutului unei registru oarecare R, cu N ranguri, (fig. 5a). În rangul $R(1)$ se introduce, din exterior, variabila RE : creîndu-se astfel posibilitatea rotirii spre dreapta a conținutului registrului R, considerînd $RE=R(N)$. În fig. 5b și c. se prezintă ordinograma și programul FORTAN care descriu operația elementară D1D.

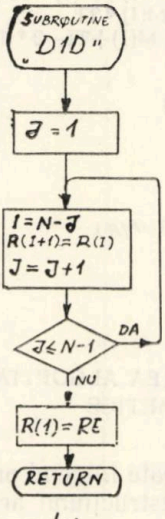


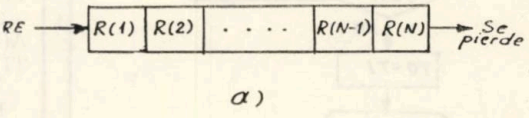



```
4     SUBROUTINE D1S(N, R, RE)
5     INTEGER R(N), RE
6     M=N—1
7     DO 5 I=1, M
8  5  R(I)=R(I+1)
9     R(N)=RE
10    RETURN
11    END
```

c)

Fig 4 Deplasarea cu o poziție la stînga a conținutului unui registru (D1S)






```
3     SUBROUTINE D1S(N, R, RE)
4     INTEGER R(N), RE
5     M=N—1
6     DO 8 J=1, M
7     I=N—J
8  8  R(I+1)=R(I)
9     R(1)=RE
10    RETURN
11    END
```

c)

Fig. 5 · Deplasarea cu o poziție la dreapta a conținutului unui registru (D1D)

6. *Însumarea conținutului a două registre; (SUMA)*

Operația elementară SUMA are ca efect adunarea conținutului unui registru A cu conținutul unui registru M, rezultatul rămînînd în registrul A. Fiecare registru, A și M, au cîte N ranguri, (fig. 6a). S-a considerat că există un transfer din exterior, TN, spre rangul cel mai puțin semnificativ. Transferul obținut din rangul cel mai semnificativ s-a notat cu TO.

Ordinograma și programul FORTRAN care descriu această operație elementară sînt prezentate în fig. 6b și c.

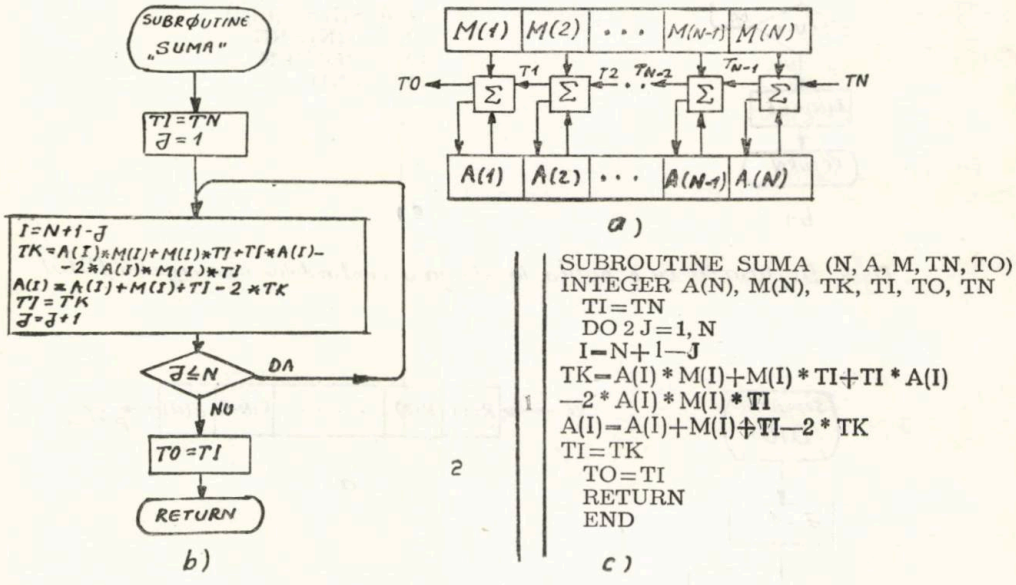


Fig. 6. Însumarea conținutului a două registre (SUMA)

III. ÎNTOCMIREA PROGRAMELOR PENTRU VERIFICAREA ALGORITMELOR DE EXECUTARE A INSTRUCȚIILOR ARITMETICE

Pe baza subrutinelor prezentate în secțiunea II se poate întocmi programul de verificare a oricărui algoritm de executare a unei instrucțiunii aritmetice. Pentru întocmirea unui astfel de program de verificare se poate folosi ordinograma de principiu din fig. 7. Verificarea se face pentru toate combinațiile semnificative între numerele introduse inițial în registrele care intervin pe parcursul executării algoritmului.

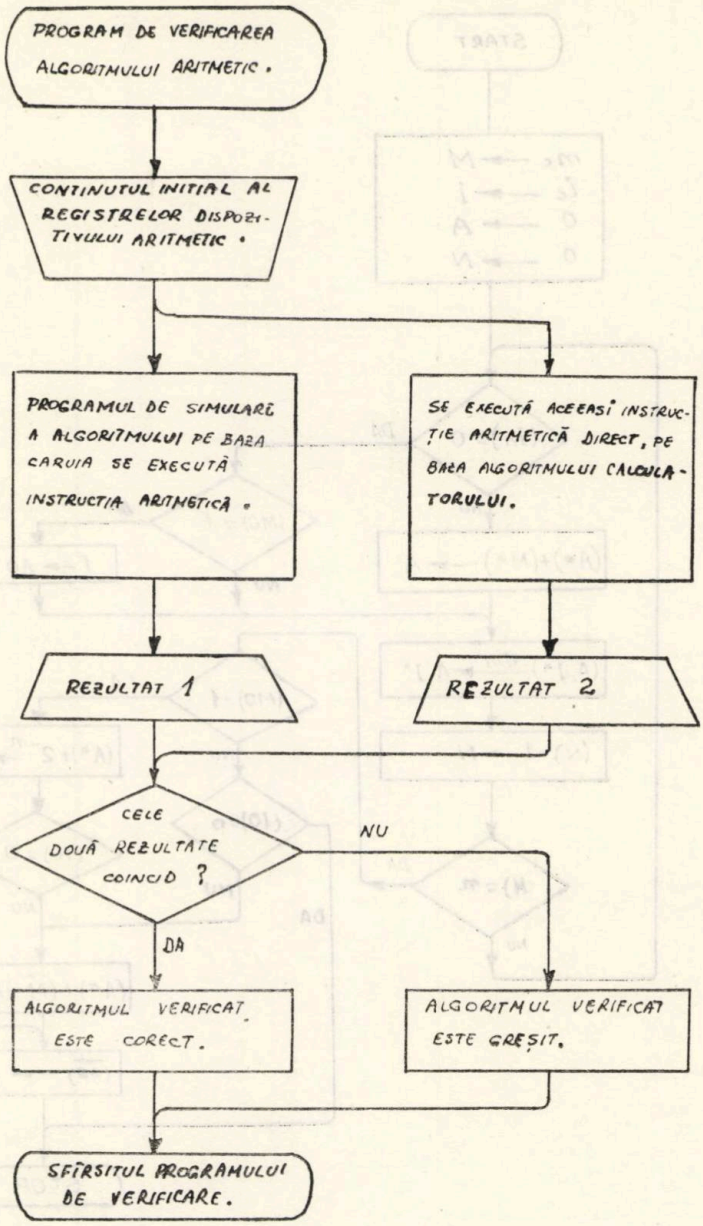


Fig. 7. Ordinograma pentru programele de verificarea algoritmelor de executare a instrucțiilor aritmetice

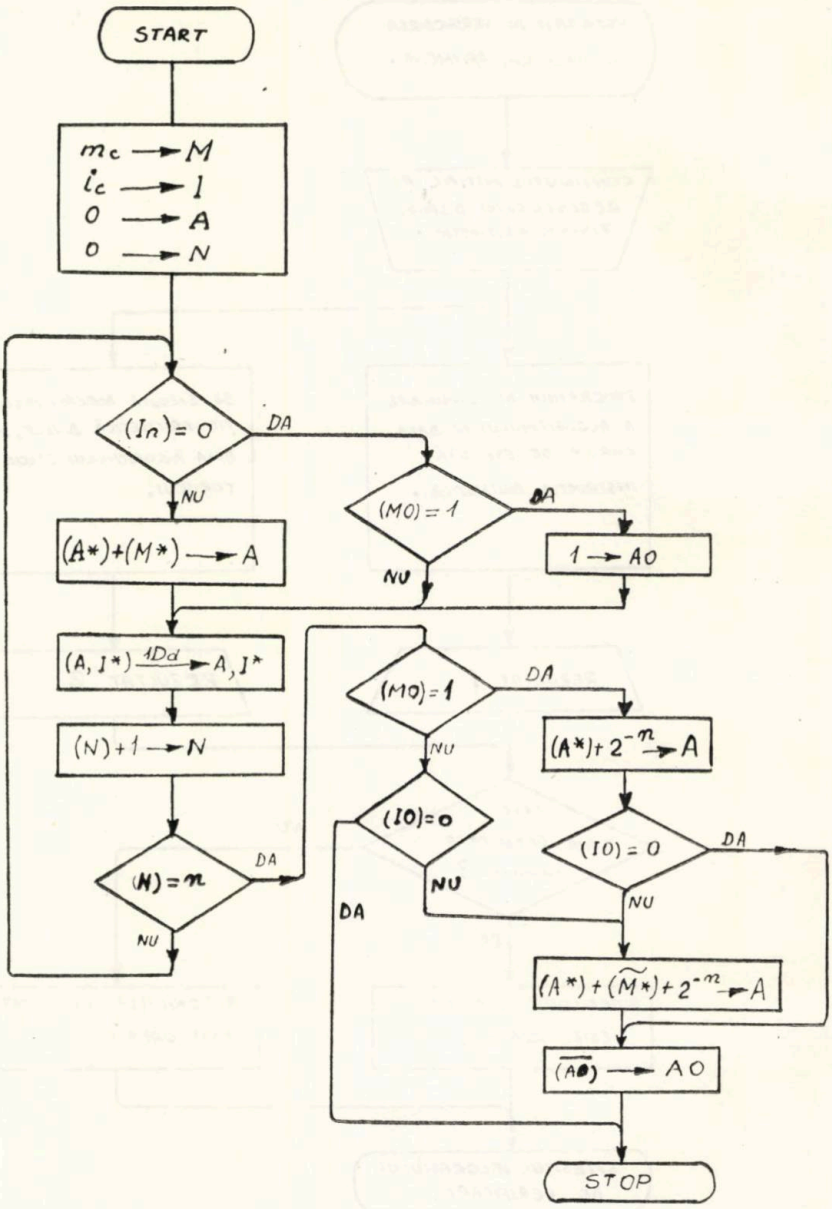


Fig.8 Ordinograma algoritmului de înmulțire luat drept exemplu de utilizare a programului de verificare

```
C     VERIFICAREA ALGORITMULUI 2.27 DE INMULTIRE IN COD COMPLEMENTAR
      INTEGER MO,M(4),AO,A(4),IO,I(4),S(4),ZERO(4),FL,MN(4)
      INTEGER REZ1,REZ2,AI(8)
      REAL LIN(70),LD
      EQUIVALENCE (A(1),AI(1)),(I(1),AI(5))
717   READ(105,1,END=999)NI,MO,M,IO,I
1     FORMAT(I1/511/5I1)
      CALL AZ(NI,ZERO)
      CALL AZ(NI,A)
      AO=0
      DATA LD/1H=/
      FL=54+4*NI
      DO 52 J=1,FL
52    LIN(J)=LD
      WRITE(108,21) MO,M,IO,AO,A,I,LIN
21    FORMAT(1H1,33X,'M',5X,5I2/1H ,51X,I2,11X,'IO'/1H ,33X,'A',5X,
     $ 5I2,2X,4I2,5X,'I'/1H ,10X,70A1)
      CALL TRNEG(NI,M,MN)
      CALL CONC2Z(NI,MO,M,MZ,NUM)
      CALL CONC2Z(NI,IO,I,IZ,NUM)
      REZ2=MZ*IZ
      DO 60 N=1,NI
      IF(I(NI))201,202,201
201   CALL SUMA(NI,A,M,0,AO)
      WRITE(108,23) AO,A,I
23    FORMAT(1H ,16X,'(A*)+(M*)---A',10X,5I2,2X,4I2)
303   CALL DID(NI,I,A(NI))
      CALL DID(NI,A,AO)
      AO=0
      WRITE(108,25) AO,A,I,N,LIN
25    FORMAT(1H ,15X,'(A,I*)-1D-A,I*',10X,5I2,2X,4I2,10X,'N=',I2/
     $ 10X,70A1)
      GO TO 60
202   IF(MO) 251,252,251
252   GO TO 303
251   AO=1
      WRITE(108,28) AO,A,I
28    FORMAT(1H ,23X,'1---AO',10X,5I2,2X,4I2)
      GO TO 303
60    CONTINUE
      IF(MO) 501,502,501
502   IF(IO) 601,602,601
601   CALL SUMA(NI,A,MN,1,AO)
      WRITE (108,31) AO,A,I
31    FORMAT (1H ,6X,'(A*)+(NU.M*.)+1*2**(-N)---A',6X,5I2,2X,4I2)
620   IF(AO)621,622,621
621   AO=0
```

Fig. 9*a*

```
      G0 T0 623
622   A0=1
623   WRITE(108,5) A0,A,I
5     F0RMAT(1H ,16X,'(NU.A0.)---A0',10X,5I2,2X,4I2)
602   WRITE(108,6)LIN
6     F0RMAT (1H ,9X,70A1)
      NII=NI+NI
      CALL C0NC2Z(NI1,A0,AI,REZ1,NUM)
      NMM=NUM*NUM
      WRITE(108,801)REZ1,NMM,REZ2,NMM
801   F0RMAT(1H0,10X,'REZULTATUL 0BTINUT PE BAZA ALG0RITMULUI ESTE
     1 :',I6,'/',I6/1H0,10X,'REZULTATUL 0BTINUT PRIN CALCUL  DIRECT
     2ESTE:',I6,'/',I6)
      G0 T0 717
501   CALL SUMA(NI,A,ZER0,1,A0)
      WRITE(108,7) A0,A,I
7     F0RMAT(1H ,11X,'(A*)+1*2**(-N)---A',10X,5I2,2X,4I2)
      IF(I0) 601,620,601
999   ST0P
      END
```

Fig. 9.a. Programul de verificare (continuare)

```
                          M        1 1 0 1 0
                                                 1          10
                          A        0 0 0 0 0   0 1 1 0      I
=======================================================================
                   1---A0          1 0 0 0 0   0 1 1 0
           (A,I*)-1D-A,I*          0 1 0 0 0   0 0 1 1          N= 1
=======================================================================
           (A*)+(M*)---A           1 0 0 1 0   0 0 1 1
           (A,I*)-1D-A,I*          0 1 0 0 1   0 0 0 1          N= 2
=======================================================================
           (A*)+(M*)---A           1 0 0 1 1   0 0 0 1
           (A,I*)-1D-A,I*          0 1 0 0 1   1 0 0 0          N= 3
=======================================================================
                   1---A0          1 1 0 0 1   1 0 0 0
           (A,I*)-1D-A,I*          0 1 1 0 0   1 1 0 0          N= 4
=======================================================================
         (A*)+1*2**(-N)---A        0 1 1 0 1   1 1 0 0
(A*)+(NU.M*.)+1*2**(-N)---A        1 0 0 1 1   1 1 0 0
            (NU.A0.)---A0          0 0 0 1 1   1 1 0 0
=======================================================================
REZULTATUL 0BTINUT PE BAZA ALG0RITMULUI ESTE       :     60/ 65536

REZULTATUL 0BTINUT PRIN CALCUL  DIRECT     ESTE:     60/ 65536
```

Fig. 9.b. Unul dintre rezultatele obținute prin rularea programului de verificare.

IV. CONCLUZII

Programul de verificare permite urmărirea pas cu pas a modului de executare al algoritmului considerat pentru instrucțiile aritmetice, așa cum se poate vedea în fig. 9. Datorită modului intuitiv de prezentare a rezultatelor metoda de verificare propusă poate servi la studierea didactică a unor algoritme cunoscute.

Folosirea unor astfel de programe de verificare, în cazul unor algoritme noi, eliberează pe proiectant de munca de verificare, destul de dificilă în cazul algoritmelor complicate, economisind timp și oferind certitudinea unei verificări precise.

BIBLIOGRAFIE

1. Hayş G. G. „*Computer-Aided Design : Simulation of Digital Desing Logic*", IEEE Transactions on Computers, SUA, 1969, V. C—18, nr. 1.
2. Kuntzmann J., ş.a. „*La conception assistée par ordinateur (CAO) dans les domaines de l'électronique et des ensembles logiques*", Franța, 1969, V. 49, fasc. 1.
3. Y. Chu; „*Bazele proiectării calculatoarelor numerice*", București, Editura Tehnică, 1968, cap. 1.

ПРОВЕРКА АЛГОРИТМОВ ВЫПОЛНЕНИЯ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ ПРИ ПОМОЩИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЫ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены подпрограммы ФОРТРАН, описывающие элементарные операции, на основе которых выполняются арифметические операции в вычислительной машине и способ применения данных подпрограмм при составлении контрольных програми алгоритмов выполнения арифметических операций. В качестве примера приводится контрольная программа извесного алгоритма умножения в дополнительный код. Метод рекомендуем в случае проверки некоторых комплексных алгоритмов, позволяя поправку последних, до исполнения конструкции устройства работающего на их основе.

DIE MASCHINELLE ÜBERPRÜFUNG DER ALGORITHMEN FÜR DIE DURCHFÜHRUNG DER ARITHMETISCHEN OPERATIONEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit werden die FORTRAN – Unter programme, die, für die Durchführung der arithmetischen Befehle, notwendigen elementarea Opreationen beschreiben und die Verwendung dieser Unterprogramme in der Prüfprogrammen der Algorithmen von arithemtischen Operationen gegeben.

Diese Prüfmethode wird an Hand eines Programms für die Multiplikation der, in komplementären Code dargestellten, binären Zahlen erleutert. Das Verfahren bietet Vorteile im Falle der komplizierten Algorithmen, weil es die Überprüfung der Algorithmen, bevor die Schaltungen entworfen werden, gestattet.

„Buletinul șt. și tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

SCHEMA LOGICĂ DE INSUMARE SIMULTANĂ A MAI MULTOR CIFRE BINARE

A. SOCENEANȚU, C. TOMA

1. INTRODUCERE

Lucrarea se referă la o schemă logică de sumator pentru un rang binar, care are trei intrări și două ieșiri. Cele trei intrări corespund, două la cifrele binare ale rangului respectiv care trebuie adunate și una transferului ce sosește din rangul inferior, iar cele două ieșiri corespund, una sumei din rangul respectiv și cealaltă transferului ce se propagă în rangul imediat superior. Acest tip de sumator este folosit în dispozitivele de însumare cu propagarea transferului din rang în rang. Relațiile care caracterizează un astfel de sumator sînt:

$$\begin{aligned} S_i &= x_i \oplus y_i \oplus T_{i-1} \\ T_i &= x_i y_i + (x_i \oplus y_i) T_{i-1} \end{aligned} \tag{1}$$

Suma și transferul, date de relațiile (1), se realizează sub formă de cascadă de circuite, formată în cazul sumei din două circuite EXCLUSIV SAU, iar în cazul transferului dintr-un circuit EXCLUSIV SAU, un circuit SI și un circuit SAU, conform cu schema logică prezentată în fig. 1. Realizarea practică a sumei sub formă de cascadă de circuite EXCLUSIV SAU presupune trecerea informației prin patru nivele, în cazul în care acestea se realizează din circuite logice SI-SAU sau prin două nivele, în cazul în care se realizează cu circuite basculante bistabile. Rezultă deci că în primul caz menționat suma se obține după 4τ, unde τ este timpul de răspuns al unui circuit logic SI sau SAU, iar în cazul al doilea timpul de răspuns este $2t_B$, unde t_B este timpul de basculare al unui circuit basculant bistabil. În cazul transferului, timpul de trecere a informației prin cascada de circuite este egal cu 4τ în situația în care se folosesc circuite logice SI-SAU și $t_B+2\tau$ în situația în care se folosește un circuit basculant bistabil pentru realizarea sumei modulo doi un circuit SI-SAU.

Din cele de mai sus rezultă că în cazul schemei clasice de însumare cu propagarea transferului din rang în rang, informația trebuie să treacă printr-un lanț de circuite, intrările tuturor circuitelor aflîndu-se la unul din capetele lanțului de circuite. Rezultă un timp de obținere a funcțiilor S_i și T_i. De asemenea, circuitele nu prezintă o structură uniformă și ca atare nu se pretează ușor la o tehnologie integrată.

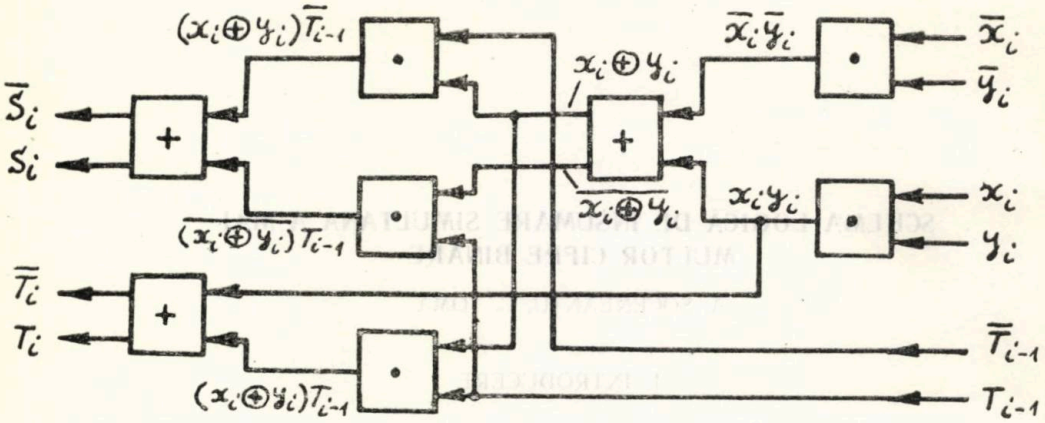


Fig. 1. Schema logică clasică pentru un sumator cu propagarea transferului din rang în rang.

2. SCHEMA LOGICĂ DE ÎNSUMARE PROPUSĂ

Idea care stă la baza schemei logice de însumare propusă este de a folosi funcțiile simetrice în raport cu una, două, trei pînă la n variabile, în funcție de numărul de cifre binare ce urmează să fie însumate și care pot fi una, două, trei pînă la n. Pentru simplificarea expunerii se va considera în continuare că numărul de intrări este egal cu trei, adică se vor aduna numai două cifre binare. Valoarea funcțiilor simetrice se poate obține la cele trei ieșiri ale unei structuri piramidale simetrice cu contacte avînd trei nivele, după cum arată Marcus în lucrarea [1]. La fiecare nivel se aduce ca și intrare una din cele trei variabile de intrări. Acestea în mod simultan pregătesc toate cele trei nivele în sensul că se selectează o cărare, care corespunde funcției simetrice selectate. Rezultă că valoarea

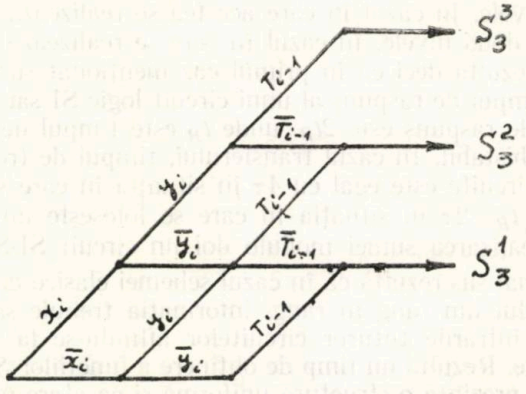


Fig. 2. Structură piramidală simetrică cu contacte avînd trei nivele.

logică „1" care se aplică la vîrful structurii piramidale simetrice se propagă ca şi printr-o linie de transfer, care a fost pregătită simultan în toate punctele, putîndu-se obţine într-un timp scurt rezultatul.

În fig. 2 se prezintă structura piramidală simetrică cu contacte avînd trei nivele. Funcţiile simetrice la cele trei ieşiri ale structurii au următoarele expresii booleene :

$$S_3^1 = x_i\bar{y}_i\bar{T}_{i-1} + \bar{x}_i y_i \bar{T}_{i-1} + \bar{x}_i\bar{y}_i T_{i-1}$$

$$S_3^2 = x_i y_i \bar{T}_{i-1} + x_i\bar{y}_i T_{i-1} + \bar{x}_i y_i T_{i-1} \qquad (2)$$

$$S_3^3 = x_i y_i T_{i-1}$$

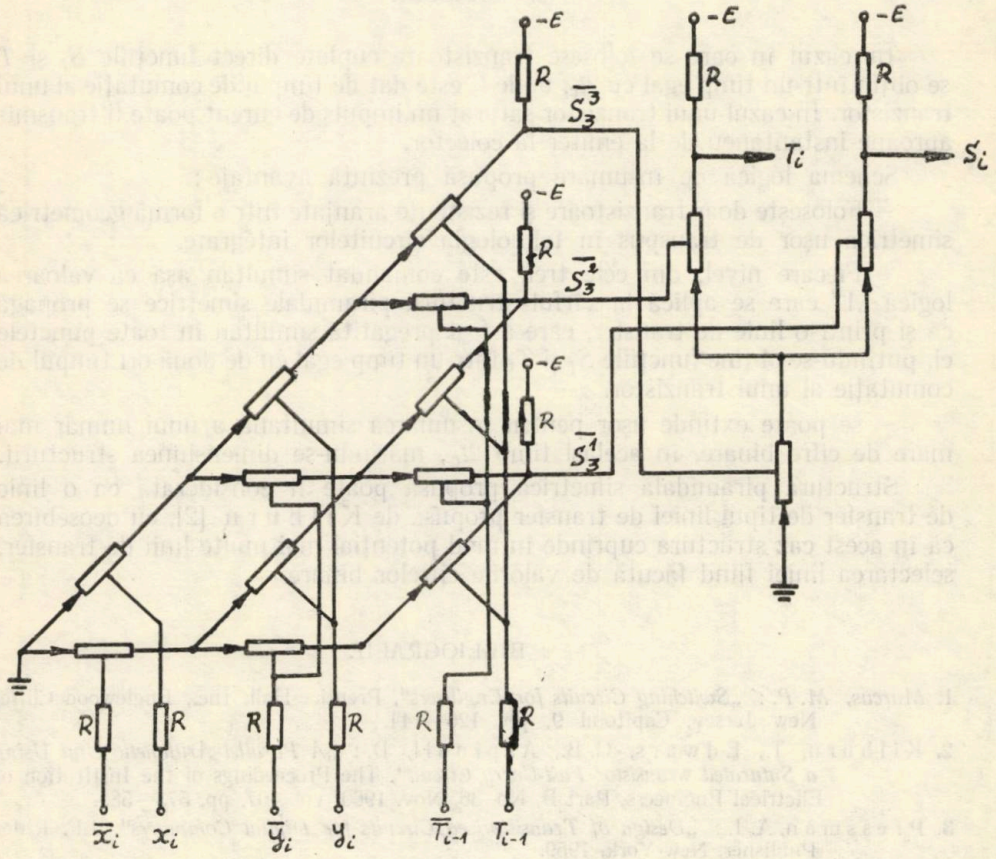


Fig. 3. Structură piramidală simetrică realizată cu tranzistoare cuplate direct.

Pentru obținerea sumei și transferului se pot folosi funcțiile simetrice date de relațiile (2) conform relațiilor de mai jos:

$$S_i = \overline{\overline{S_3^1} \cdot \overline{S_3^3}} = S_3^1 + S_3^3 = x_i \bar{y}_i \overline{T}_{i-1} + \bar{x}_i y_i \overline{T}_{i-1} + \bar{x}_i \bar{y}_i T_{i-1} + x_i x_i T_{i-1} \tag{3}$$

$$T_i = \overline{\overline{S_3^2} \cdot \overline{S_3^3}} = S_3^2 + S_3^3 = x_i y_i \overline{T}_{i-1} + x_i \bar{y}_i T_{i-1} + \bar{x}_i y_i T^i{}_{-1} + x_i y_i T_{i-1}$$

Structura piramidală simetrică din fig. 1 poate fi realizată folosind diferite tehnologii: relee, cristale cu lumină polarizată, sau tranzistoare cuplate direct. În cele ce urmează se prezintă în fig. 3 o versiune a structurii piramidale simetrice realizată cu tranzistoare cuplate direct.

3. CONCLUZII

În cazul în care se folosesc tranzistoare cuplate direct funcțiile S_i și T se obțin într-un timp egal cu $2t_c$, unde t_c este dat de timpul de comutație al unui tranzistor. În cazul unui tranzistor saturat un impuls de curent poate fi transmis aproape instantaneu de la emiter la colector.

Schema logică de însumare propusă prezintă avantaje:

– Folosește doar tranzistoare și rezistențe aranjate într-o formă geometrică simetrică ușor de transpus în tehnologia circuitelor integrate.

– Fiecare nivel, din cele trei, este comandat simultan așa că valoarea logică „1" care se aplică la vîrful structurii piramidale simetrice se propagă ca și printr-o linie de transfer, care a fost pregătită simultan în toate punctele ei, putîndu-se obține funcțiile S_i și T_i într-un timp egal cu de două ori timpul de comutație al unui tranzistor.

– se poate extinde ușor pentru însumarea simultană a unui număr mai mare de cifre binare, în același timp $2t_c$, mărindu-se dimensiunea structurii.

Structura piramidală simetrică propusă poate fi considerată ca o linie de transfer de tipul liniei de transfer propusă de Kilburn [2], cu deosebirea că în acest caz structura cuprinde în mod potențial mai multe linii de transfer, selectarea liniei fiind făcută de valorile cifrelor binare.

BIBLIOGRAFIE

1. *Marcus, M. P.*: „*Switching Circuits for Engineers*", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffe, New Jersey, Capitolul 9, pp. 126—144.
2. Kilburn, T., Edwars, G. B., Aspinall, D.: „*A Parallel Arithmetic Unit Using a Saturated wransistor Fast-Carry Circuit*", The Proceedings of the Institution of Elictrical Engineers, Part B, No. 36, Nov. 1960, vol. 107, pp. 573—580.
3. Pressman, A. I.: „*Design of Transistorised Circuits for Digital Computers*", J.F. Rider Publisher, New-York, 1959.
4. Naslin, P.: „*Circuite logice și automatisări secvențiale*", București, Editura tehnică, 1967.

ЛОГИЧЕСКАЯ СХЕМА ОДНОВРЕМЕННОГО СУММИРОВАНИЯ НЕСКОЛЬКИХ ДВОИЧНЫХ ЦИФР

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается суммирующее устройство для двоийной системы, основанное на булевых симметричных функциях. Для практического осуществления предлагается пирамидальное строение. Схему можно легко распространить на сложение одновременно и двоичных цифр.

A FULL ADDER FOR SEVERAL DIGITS

ABSTRACT

A full adder for several digits is presented. The adder is based on the symetrical Boolean functions, which are realized by means of a pyramidical structure. The adder can be expanded for a sy multa neously addition of n binary digits.

„Buletinul șt. și tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

SINTEZA COMPARATOARELOR CU MEMORII FIXE ASOCIATIVE

V. POPOVICI, C. STRUGARU

1. INTRODUCERE

Rezultatele bune obținute în domeniul memoriilor integrate au condus la ideea utilizării memoriilor fixe integrate pentru sinteza funcțiilor logice combinaționale și secvențiale [1], [2]. Extinderea acestei metode pentru cazul funcțiilor de mai multe variabile (peste 6–8) este însă limitată de creșterea rapidă a capacității memoriei fixe (C), în funcție de numărul de variabile de intrare (n) :

$$C = 2^n \text{ biți} \tag{1}$$

Această creștere rapidă a capacității se datorește caracterului universal al memoriilor fixe, care pot fi cablate pentru a realiza orice funcție logică de n variabile. Experiența cîștigată pînă în prezent demonstrează însă că acest caracter de universalitate este necesar în puține aplicații și nu justifică creșterea rapidă a capacității memoriei în funcție de numărul de intrări [3].

Memoriile fixe asociative*) prezintă avantajul unei reduceri substanțiale a capacității memoriei, obținute prin renunțarea la caracterul de universalitate. În prezent se efectuează cercetări care urmăresc să demonstreze că renunțarea la caracterul de universalitate nu limitează prea mult aria de aplicabilitate a ROAM. Lucrarea de față se înscrie pe această linie și aduce contribuții originale la metodele de sinteză ale comparatoarelor cu ajutorul ROAM, în sensul simplificării schemei logice a comparatoarelor.

2. MODUL DE FUNCȚIONARE AL ROAM

Pentru a se ușura înțelegerea aplicațiilor care vor fi studiate în lucrarea de față, în acest paragraf se descrie pe scurt modul de funcționare al ROAM [3].

ROAM este o matrice cu tranzistoare care funcționează după principiul comutării curentului (fig. 1). Fiecare rînd al matricei conține un comutator de curent, bazele tranzistoarelor de intrare putînd fi conectate la barele verticale, la care se aplică variabilele de intrare și complementele lor. Pentru a înscrie informația dorită în ROAM, bazele tranzistoarelor de intrare pot fi legate la

---

* în continuare se va folosi denumirea lor prescurtată — ROAM (de la „read — only associative memory)."

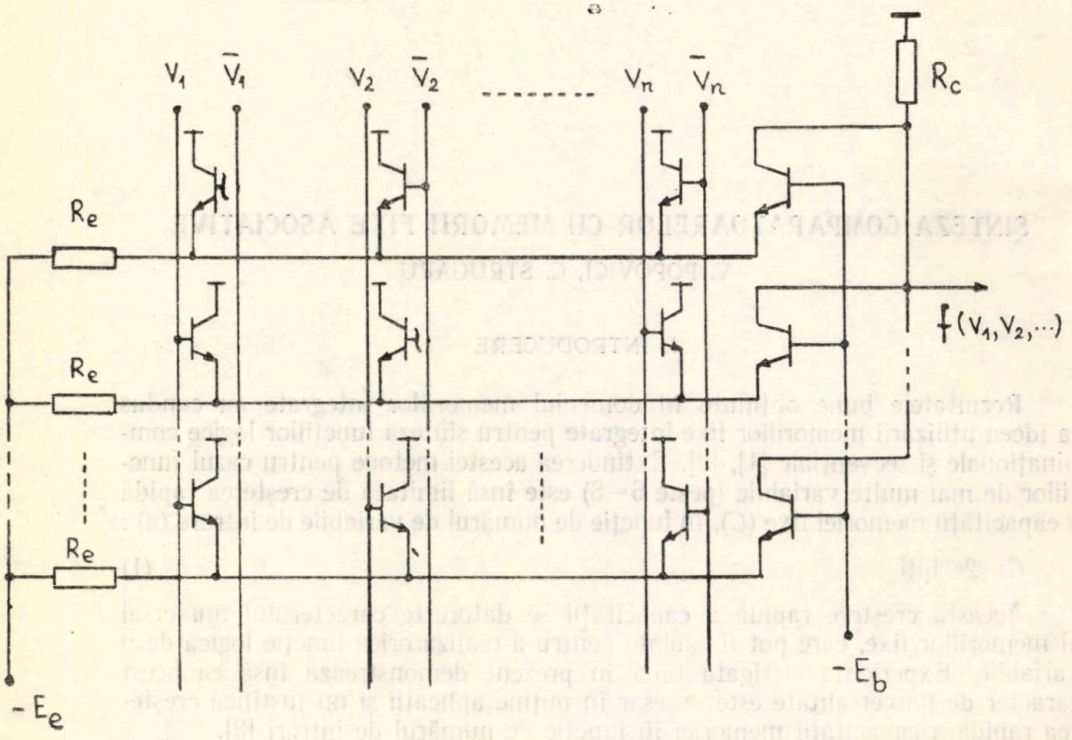


Fig. 1. Principiul de funcţionare al ROAM.

bara verticală corespunzătoare variabilei respective, complementului variabilei sau nu se leagă de loc, dacă ieşirea comutatorului nu trebuie să depindă de variabila respectivă. În felul acesta, fiecare rînd al ROAM realizează unul din implicanţii primi care intervin în forma minimă disjunctivă a funcţiei de realizat. În final, se leagă între ele ieşirile comutatoarelor de curent, corespunzătoare tuturor implicanţilor primi, obţinîndu-se astfel funcţia dorită (SAU-cablat). Pentru simplificare, în fig. 1 nu au fost reprezentate comutatoarele de curent de la intrare, care generează valorile adevărate şi complementare ale variabilelor şi nici repetoarele de emitor care asigură deplasările de nivel necesare în cazul circuitelor logice cu comutarea curentului [4].

Se constată deci că ROAM nu conţine un decodificator de adrese. Valoarea funcţiei logice se determină comparînd combinaţia variabilelor de intrare cu informaţia înscrisă în rîndurile ROAM: dacă se constată o coincidenţă, funcţia logică de ieşire va deveni 1, în caz contrar rămîne 0. Această particularitate justifică oarecum termenul „memorie asociativă", folosit pentru specificarea acestui gen de memorie fixă. Din punct de vedere logic, ROAM nu este altceva decît o matrice rectangulară incompletă de tip SI-SAU, în care funcţia SAU se realizează cablat.

Capacitatea ROAM, exprimată în biți, depinde de numărul de variabile (n) și numărul de implicanți primi (I) care intervin în forma minimă disjunctivă. Analizînd fig. 1, se poate deduce simplu relația:

$$C=n\,(I+1) \tag{2}$$

Capacitatea C nu se confundă cu numărul total al tranzistoarelor din componența ROAM, care include, în plus, tranzistoarele ce formează comutatoarele de curent de la intrare și repetoarele de emitor.

3. COMPARATOARE CU ROAM

Funcțiile folosite pentru sinteza unui comparator al valorii relative a două numere cu 4 biți*, au următoarele expresii:

$$G=A_3\cdot\bar{B}_3+(A_3+\bar{B}_3)\cdot A_2\cdot\bar{B}_2+(A_3+\bar{B}_3)\,(A_2+\bar{B}_2)A_1\bar{B}_1+$$
$$+(A_3+\bar{B}_3)\,(A_2+\bar{B}_2)(A_1+\bar{B}_1)\cdot A_0\bar{B}_0 \tag{3}$$

$$E=(A_3B_3+\bar{A}_3\bar{B}_3)\,(A_2B_2+\bar{A}_2\bar{B}_2)\,(A_1B_1+\bar{A}_1\bar{B}_1)\,(A_0B_0+\bar{A}_0\bar{B}_0) \tag{4}$$

$$L=\bar{A}_3B_3+(\bar{A}_3+B_3)\bar{A}_2B_2+(\bar{A}_3+B_3)\,(\bar{A}_2+B_2)\bar{A}_1B_1+$$
$$+(\bar{A}_3+B_3)\,(\bar{A}_2+B_2)\,(\bar{A}_1+B_1)\bar{A}_0B_0 \tag{5}$$

unde: $A=A_3\cdot 2^3+A_2\cdot 2^2+A_1\cdot 2^1+A_0\cdot 2^0$

$B=B_3\cdot 2^3+B_2\cdot 2^2+B_1\cdot 2^1+B_0\cdot 2^0$

$G=1$ cînd $A>B$

$E=1$ cînd $A=B$

$L=1$ cînd $A<B$

Pentru compararea a două numere de lungime mai mare de 4 biți, acestea se împart în grupe de cîte 4 biți, utilizîndu-se pentru fiecare grup un modul 4—C. Rezultatele comparării pe grupe sînt transmise unei scheme logice care decide asupra mărimii relative a celor două numere. Pentru luarea acestei decizii nu sînt necesare toate cele trei funcții de ieșire ale comparatoarelor, două ieșiri fiind suficiente pentru a codifica cele 3 cazuri posibile.

Alegerea celor două funcții se face astfel încît schema logică a comparatorului să fie cît mai simplă. Se observă simplu, din ecuațiile (3), (4) și (5), că funcțiile G, E și L conțin, respectiv, 15, 16 și 15 implicanți primi. În consecință, ar fi suficientă realizarea funcțiilor G și L, decizia cu privire la mărimea relativă a celor două numere de cîte 4 biți luîndu-se conform tabelului 1.

---

* în continuare se va folosi prescurtarea „modul 4—C".

Tabelul 1

G	L	Rezultatul comparației
0	0	$A=B$
0	1	$A<B$
1	0	$A>B$
1	1	eroare

În cazul în care modulul 4—C se realizează sub formă de ROAM, aceasta ar avea 8 intrări (A_0—A_3; B_0—B_3), două ieșiri (G, L) și 31 implicanți primi, deci o capacitate de

$$C=I\,(n+1)=31\cdot 9=279 \text{ biți}$$

În cazul în care același modul 4—C s-ar realiza cu o memorie fixă obișnuită aceasta ar avea o capacitate de

$$C=m\cdot 2^n=2\cdot 2^8=512 \text{ biți}$$

În continuare se prezintă o metodă de codificare a informației de la ieșirile comparatorului care simplifică de aproape 2 ori schema sa logică. Pentru aceasta se pornește de la funcțiile de ieșire G ($G=1$ cînd $A>B$) și GE ($GE=1$ cînd $A\geqslant B$); ținînd seama că $G=\overline{L}$ ($L=1$ cînd $A<B$), rezultă:

$$GE=A_3\overline{B}_3+(A_3+\overline{B}_3)A_2\overline{B}_2+(A_3+\overline{B}_3)\,(A_2+\overline{B}_2)A_1\overline{B}_1+$$
$$+(A_3+B_3)\,(A_2+B_2)\,(A_1+B_1)\,(A_0+B_0) \tag{6}$$

Dacă se introduc notațiile:

$$T_1=A_3\overline{B}_3+(A_3+\overline{B}_3)A_2\overline{B}_2+(A_3+\overline{B}_3)\,(A_2+\overline{B}_2)A_1\overline{B}_1$$
$$T_2=(A_3+\overline{B}_3)\,(A_2+\overline{B}_2)\,(A_1+\overline{B}_1)\,(A_0+\overline{B}_0) \tag{7}$$

rezultă următoarele exprimări ale funcțiilor G și GE:

$$G=T_1+T_2A_2\overline{B}_0 \tag{8}$$

$$GE=T_1+T_2(A_0+\overline{B}_0) \tag{9}$$

Funcția GE poate fi exprimată în ajutorul funcției G și a variabilelor A_0, B_0, după cum rezultă din tabelul 2:

$$GE=G+A_0B_0+\overline{A}_0\overline{B}_0 \tag{10}$$

sau

$$GE=G_1+(A_0\odot B_0) \tag{11}$$

Tabelul 2

T_1	T_2	A_0	B_0	G	GE
1	0	—	—	1	1
0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1
1	—	—	—	1	1

Schema electronică a ROAM, prezintă în fig. 1, nu permite însă realizarea funcției *GE*, după relația (11) ; pentru aceasta ar fi necesară o bornă de intrare suplimentară, la care să se reducă ieșirea *G*. Această soluție ar prezenta două incoveniente : mărirea capacității ROAM și dublarea timpului de realizare a comparației. Există însă o altă rezolvare a problemei, care nu prezintă dezavantajele amintite : codificarea informației cu ajutorul funcției *G* și a unei funcții noi,

$$E_0 = A_0 \odot B_0 \tag{12}$$

În tabelul 3 se demonstrează că funcțiile *G* și E_0 caracterizează în mod univoc mărimea relativă a numerelor *A* și *B* :

Tabelul 3

G	E_0	(GE)	Rezultatul comparației
0	0	0	$A<B$
0	1	1	$A=B$
1	0	1	$A>B$
1	1	1	$A>B$

Comparatorul sintetizat după ecuațiile (3) și (12) și realizat sub formă de ROAM, ar avea 8 intrări (A_0—A_3 și B_0—B_3), două ieșiri (G, E_0) și 17 implicanți primi, deci o capacitate de $C=I\ (n+1)=17 \cdot 9=153$ biți

Pentru ca descrierea aplicațiilor ROAM la efectuarea comparării numerelor să fie completă, se va discuta și structura logică a blocului care decide asupra mărimii relative a două numere avînd lungimea de 16 biți, pe baza informațiilor codificate prin ieșirile *G* și E_0 ale celor 4 module 4—C descrise (fig. 2).

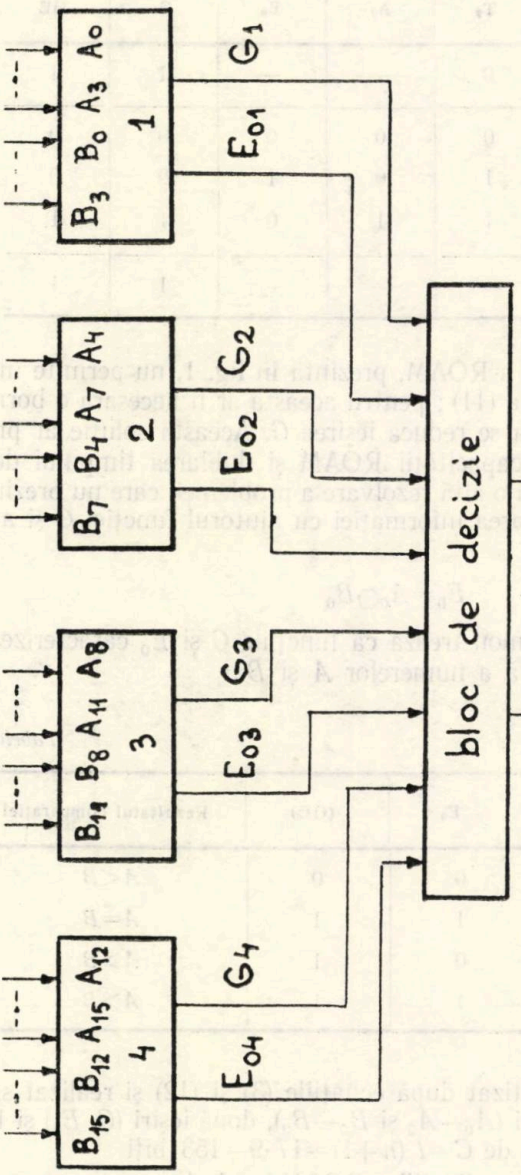


Fig. 2. Schemă de comparare a două numere de 16 biți.

Blocul de decizie are două ieşiri: $C_1=1$ cînd $A>B$ şi $C_2=1$ cînd $A<B$, ale căror expresii logice se pot deduce cu ajutorul tabelului 4.

Tbeiul 4

G_4	E_{04}	G_3	E_{03}	G_2	E_{02}	G_1	E_{01}	C_1	C_2
1	—	—	—	—	—	—	—	1	0
0	0	—	—	—	—	—	—	0	1
0	1	1	—	—	—	—	—	1	0
0	1	0	0	—	—	—	—	0	1
0	1	0	1	1	—	—	—	1	0
0	1	0	1	0	1	1	—	0	1
0	1	0	1	0	1	1	—	1	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0	1

Blocul de decizie poate fi realizat sub formă de ROAM, cu 8 intrări, 2 ieşiri şi 8 implicanţi primi, deci o capacitate de

$$C=I\ (n+1)=8\cdot 9=72 \text{ biţi}$$

În încheierea acestui paragraf se face o comparaţie între schema de comparare din fig. 2, propusă de autori, şi o schemă de comparare cu memorii fixe, descrisă recent în literatura de specialitate [1], ale cărei caracteristici sînt date în tabelul 5.

Tabelul 5

Criteriul de comparare	Schema produsă	Schema din [1]
Număr de module	5	5
Număr de terminale/modul	10	12
Capacitatea unui modul [biţi]	comparare — 153 decizie — 72	1024
Capacitatea totală [biţi]	684	5120

În concluzie, schema de comparare propusă asigură o scădere a capacităţii necesare de memorare de 7,5 ori, fapt care demonstrază avantajele importante ale modulelor ROAM faţă de memoriile fixe obişnuite.

4. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE.

Din punct de vedere electronic, ROAM este identică cu mai multe circuite cu comutare de curent, între care se realizează o funcţie „SAU-cablat". Verificările experimentale au fost efectuate asupra unui model simplificat, care asigură

sinteza funcțiilor G și E_0 pentru un modul 2—C (fig. 3). Simplificarea admisă nu afectează însă valabilitatea măsurătorilor, care nu depind de numărul de termeni care intervin în funcția „SAU-cablat" și nici de numărul de variabile dintr-un termen.

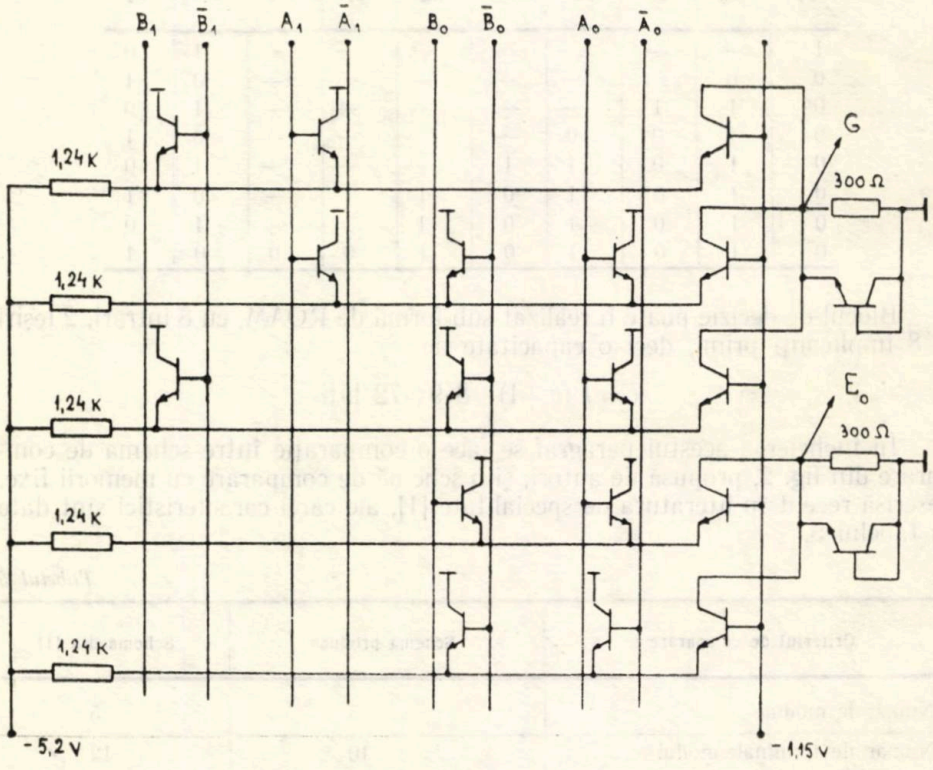


Fig.3.Schema electronică a unui modul 2-C.

Tabelul 6

A_0	0 1 0 1 0 1 0 1	0 1 0 1 0 1 0 1
B_0	0 0 1 1 0 0 1 1	0 0 1 1 0 0 1 1
A_1	0 0 0 0 1 1 1 1	0 0 0 0 1 1 1 1
B_1	0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 1 1 1 1 1 1
G	0 1 0 0 1 1 1 1	0 0 0 0 0 1 0 0
E_0	1 0 0 1 1 0 0 1	1 0 0 1 1 0 0 1

Rezultatele măsurătorilor statice sînt prezentate în tabelul 6, sub formă de valori logice. Se observă că modulul 2—*C* realizează corect funcţiile dorite, iar timpul de acces al memoriei este de 15 ns. Dacă schema din fig. 3 s-ar produce ca circuit integrat, timpul de acces s-ar reduce la 8 ns, conform datelor din literatură [4].

5. CONCLUZII

Sinteza comparatoarelor cu memorii fixe asociative asigură o reudcere de 7,5 ori a capacităţii necesare de memorare faţă de memoriile fixe obişnuite, în cazul aplicării une metode noi de efectuare a comparaţiei. Verificările experimentale au confirmat că metoda de sinteză propusă este corectă şi au scos în evidenţă timpul de propagare redus al impulsurilor prin memorie.

BIBLIOGRAFIE

1. Leininger J. The Use of Read Only Storage Modules to Perform Complex Logic Functions.
In: Proceed of the 1970 IEEE Computer Conference.
2. Kvamme F. MOS-Speicher systeme.
In: Elektronik, nr. 3, 4, 5/1971.
3. Henle R., Ho I., Maley G. Waxman R. Structured logic.
In: Proced. Fall Comp. Conf. 1969 p. 61—67
4. Pelletier H. La famille MECL 10 000.
In: Electronique Industrielle, f. 147, 1971, p. 43—48.

СИНТЕЗ СРАВНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ПОСТОЯННЫМИ АССОЦИАТИВНЫМ ЗАПОМИНАЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

(РЕЗЮМЕ)

Применение интегральных постоянных запоминающих устройств для синтеза логических функций ограничивается скорым ростом запоминающей способности в зависимости от числа интегральных переменных. Постоянные ассоциативные запоминающие устройства позволяют существенно понизить способность запоминания, без ограничения оферы их применения.

В работе предлагается метод синтеза сравнинающих устройств для 4-х разрядных чисел обеспечивающий понижение емкости ассоциативного запоминающего устройства. Опытные попытания подтверждают полученные теоретические результаты и выявляют пониженную скорость обмена постоянного асоциативного запоминающего устройства.

THE SYNTHESIS OF COMPARATORS WITH READ ONLY ASSOCIATIVE MEMORY

(ABSTRACT)

The use of integrated read only memories for synthesis of logical functions is limited by the very fast increasing of the memory capacity depending on the number of the input variables.

The capacity of the read only associative memory can be substantially reduced without any limitation of their applicability area.

A new method for aynthesis of the 4 bit comparators is proposed. The capacity of the read only associative memory can be redueed by using the proposed method. There is a complite agreeament between the theory and the experimental rezults A very short access time is obtained.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

ASUPRA PONDERABILITĂŢII NAVELOR ORBITALE

P. ANDRONESCU

Ca o contribuţie la întocmirea Arhivei pentru principiile şi legile naturii. [*1*]

INTRODUCERE

Cu acest prilej, e recomandabil să se reamintească, că toată omenirea se găseşte, într-o **navă cosmică** denumită **„planeta pămînt"**, al cărui centru, efectuează în jurul soarelui o mişcare plană, cu traiectoria în formă de elipsă şi cu o viteză medie de 30 Km/sec. Pămîntul se găseşte sub acţiunea forţei centrale de atracţie a sorelui. Natura are grijă, ca nici o fiinţă de pe pămînt, să nu fie periclitată de a se despărţi de pămînt, folosindu-se în acest scop, forţa de atracţie, pe care o exercită pămîntul asupra oricărui corp de pe pămînt, cunoscută sub denumirea de **ponderabilitate.**

Oricine, poate să-şi dea seama, că atunci cînd se află într-o **navă cosmică,** care roteşte în jurul pămîntului, nu se va găsi sub acţiunea forţei de atracţie produsă de către **navă cosmică**, deoarece o astfel de forţă este neglijabilă.

Nava cosmică, împreună cu tot ce se află în ea, se găsesc sub acţiunea gravitaţiei pămîntului. Forţa centrală exercitată de către soare asupra pămîntului şi deci şi asupra oamenilor, nu e simţită de către oameni, deoarece mişcarea oamenilor în jurul soarelui, odată cu pămîntul, nu e cu nimic perturbată.

Aşa dar, există o deosebire între ponderabilitatea ce o simte persoana din nava cosmică (plantea pămînt) care roteşte în jurul soarelui, faţă de ponderabilitatea pe care o simte persoana din nava cosmică, care roteşte în jurul pămîntului

Din lucrarea de faţă, se va putea constata că, atunci cînd centrul unei particule de substanţă, se află sub acţiunea gravitaţiei va efectua o mişcare plană, cu o traiectorie fie în formă de parabolă, care întîlneşte pămîntul şi care poate degenera într-o dreaptă, sau fie în formă de elipsă, care înconjoară pămîntul.

Nu trebuie să ignorăm faptul, că planul pe care se mişcă centrul navei cosmice în jurul pămîntului, trece prin centrul pămîntului, astfel că un astfel de plan, împreună cu pămîntul roteşte în jurul soarelui.

1. POTENȚIALUL GRAVITAȚIEI ȘI ENERGIA POTENȚIALĂ

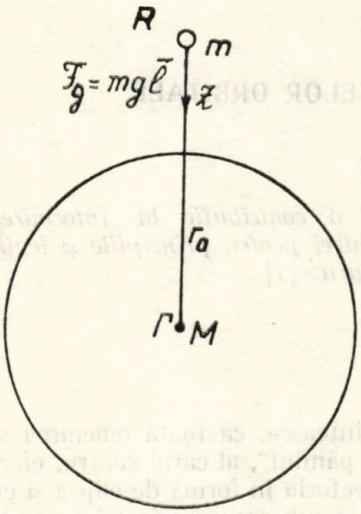


Fig. 1.

Potențialul gravitațional și energia potențială.

În fig. 1 se reprezintă potențialele gravitaționale: V_{rR} și V_{Rr} în punctele R, r, Γ reprezintă centrul pământului, în care se consideră întreaga masă M concentrată.

Avem:

$$V_{rR} = \frac{M\gamma}{r_0+Z}; \quad V_{R\Gamma} = \frac{m\gamma}{r_0+Z} \tag{1}$$

Ca urmare, energiile potențiale parțiale în R și M sînt:

$$W_{PR} = \frac{m}{2}\,\frac{M}{r_0+Z}; \quad W_{P\Gamma} = \frac{M}{2}\,\frac{m\gamma}{r_0+Z} \tag{2}$$

astfel că energia potențială totală se exprimă în formă de suma:

$$W_P = \frac{m\,M\gamma}{r_0+Z} \tag{3}$$

E regretabil că în literatura de specialitate, nu se menționează că constanta gravitațională γ reprezintă o mărime negativă.

Se poate ușor controla aceasta în felul următor:

Se introduce:

$$\frac{1}{r_0+Z} = r_0^{-1} - r_0^{-2}Z + r_0^{-3}Z^2 - r_0^{-4}Z^3 + \ldots \tag{4}$$

Pentru cazul $r_0^{-3}Z^2$ devine neglijabil față de primul termen din (4), înseamnă că ne limităm la o anumită înălțime Z deasupra apei oceanului.

Se introduce așadar:

$$\frac{1}{r_0+Z} = \frac{r_0-Z}{r_0^2} \tag{5}$$

Întorcîndu-se (5) în expresia energiei potențiale din (3) se obține:

$$W_P = \frac{mM\gamma}{r_0} - \frac{mM\gamma}{r_0^2}Z = W_{P_0} + mgZ. \tag{6}$$

în care avem:

$$W'_P = \frac{mM(-\gamma)}{r_0^2}Z = mg \cdot Z. \tag{7}$$

Energia potențială pusă în forma (6) formată dintr-o energie constantă W_{P_0} adunată cu W'_P, care depinde de înălțimea Z deasupra oceanului.

Introducîndu-se forța gravitației F în forma:

$$F_g=-\nabla W_P=-\nabla W'_P=m\bar{g}\bar{l}=m\bar{g}^{1)} \tag{8}$$

în care:

$$g=g\bar{l} \tag{9}$$

reprezintă accelerația gravitației dirijată în jos. Se obține din formarea lucrului mecanic infinitezimal dA:

$$(F_g dl)=dA=-dW'_P \tag{10}$$

relația:

$$dA+dW'_P=0 \tag{11}$$

$$\text{cu}: \quad dA=dW_c$$

prin (11) se exprimă **principiul energetic** prezentat în [1] cu enunțul:

Ori de cîte ori există transpuneri de energii dintr-o formă într-o altă formă prin intermediul lucrului mecanic, acolo acționează forța sub aspect energetic.

Se ține seama în cazul de față, că forța gravitației, însoțește energia potențială, deoarece numai în felul acesta natura, prin aplicarea principiului energetic, se asigură, ca la înălțimea Z, să apară energia potențială W_P respectiv W'_P.

În literatură se menționează numai relația

$$\int_0^Z dA=mgZ \tag{12}$$

fără să se introducă energia potențială în forma (3) respectiv în forma (6)

Din (7) se vede ușor că W'_P apare ca o mărime pozitivă, nimai datorită faptului că constanta gravitațională γ exprimă o mărime negativă

Prin: $$dW_c+dW_P=0 \tag{13}$$

se reprezintă principiul conservării energiei.

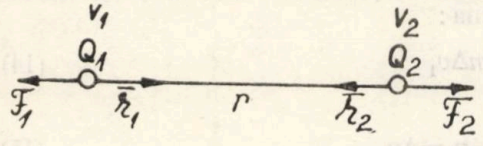


Fig. 2.
Forțe în cîmpul electrostatic.

Dealtfel din [1] se constată că în fenomenul electrostatic, forțele F_1, F_2 care acționează asupra sarcinilor electrice libere, pozitive: Q_1 și Q_2 obțin formele:

$$F_1=Q_1E_2=Q_1\frac{Q_2}{\varepsilon r^2}\bar{r}_2$$

$$F_2=Q_2E_1=Q_2\frac{Q_1}{\varepsilon r^2}\bar{r}_1$$

*) Litere cursive mari și mici reprezintă mărimi vectoriale.
Litere de tipar mari și mici reprezintă mărimi scalare.

Din relațiile de mai sus se constată că sarcinile electrice libere pozitive se resping între ele. Este firesc deci, ca în cîmpul gravitațional, în care masele m și M sînt pozitive, să admitem existența unei constante **gravitaționale negative,** pentru ca aceste mase să se atragă între ele.

2. TRAIECTORIA PARTICULEI DE SUBSTANȚĂ DE MESĂ m ÎN CÎMPUL GRAVITAȚIONAL.

a) Cazul cînd traiectoria e o parabolă (mișcare plană).

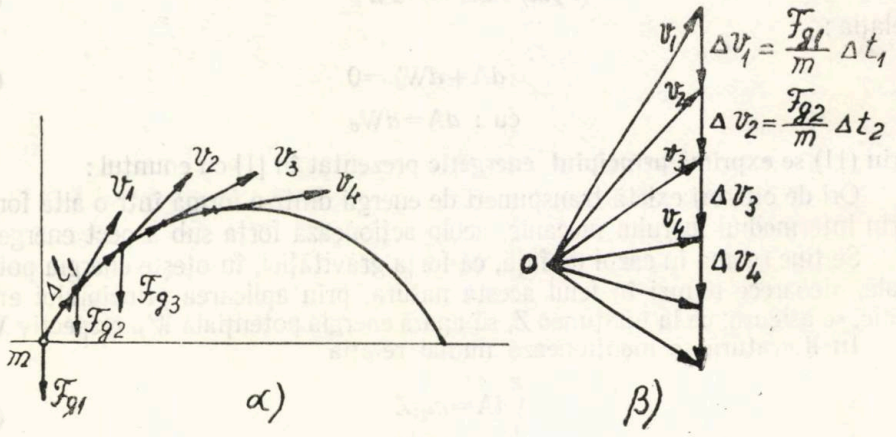


Fig. 3.

Formarea traiectoriei în formă de parabolă.

Dat fiindcă forța e singura mărime în natură, căre exercită o varietate în timp a impulsului respectiv a vitezei v, a particulei de substanță de masă *m.* ne folosim de *legea mișcării* (legea lui Newton) prin care se evidențiază efectul forței, în intervalul de timp Δt în forma:

$$F_{g_1}\Delta t_1 = m\Delta v_1 \tag{14}$$

în care:

$$t_2 - t_1 = \Delta t_1 \qquad v_2 - v_1 = \Delta v \tag{15}$$

E important să se atragă atenția, că atunci cînd se înmulțesc mărimi, care variază fie în timp, fie în spațiu, cum e în cazul de față viteza v_1, care variază în timp, se formează înmulțirea cu intervalul de timp Δt_1 în forma:

$$\{v_1 + \Delta v_1\}\, \Delta t_1 \cong v_1 \Delta t_1 = \Delta l_1 \tag{16}$$

deoarece s-a luat Δt_1 așa de mic, încît mărimea $\Delta v_1 \Delta t_1$ să devină neglijabilă față de $v \cdot \Delta t_1$.

Într-un astfel de caz zicem: **ca și cum v_1 e considerată constantă în intervalul de timp Δt_1.**

Prin cele prezentate în (16) se scoate în evidență adevăratul rost **al calculului diferențial, introdus cu scopul, de a se putea efectua înmulțiri între două mărimi care nu sînt constante.**

În locul relației (16) în care apar **diferențe finite** de forma: $\Delta v \cdot \Delta t$ se introduc diferențe infinitezimale adică diferențiale în forma $dv \cdot dt$ astfel că în:

$$\{v_1 + dv_1\}\, dt_1 = v_1 dt_1 \tag{17}$$

se consideră diferențiala de ordin superior $dv \cdot dt_1$ ca neglijabilă față de diferențiala $v_1 \cdot dt_1$.

Calculul diferențial antrenează după el și **calculul integral,** pentru a se obține mărimile finite.

Așadar, particula de masă n cu viteza inițială v_1 la timpul inițial t_1, din fig. (3α) se deplasează în intervalul de timp Δt_1 cu distanța Δl_1.

Pe de altă parte, din aplicarea legii mișcării, se obține în intervalul de timp Δt_1 din (14) o creștere a vitezei Δv_1, introdusă în fig. (3β).

Ca urmare la timpul t_2 din:

$$t_2 = t_1 + \Delta t_1 \tag{18}$$

se determină viteza v_2 din:

$$v_2 = v_1 + \Delta v_1 \tag{19}$$

În felul acesta se determină elementele de deplasare Δl_1, Δl_2, Δl_3 ... ale particulei de masă m, obținînduse o traiectorie în formă de **parabolă** care întîlnește pămîntul.

Cît timp se manifestă o accelerație gravitațională constantă g, traiectoria particulei, are forma de parabolă care întîlnește pămîntul.

b) Cazul cînd traiectoria e un cerc (mișcare plană)

Cînd particula de masă m, se găsește la o astfel de înălțime deasupra oceanului, încît nu se mai aplică relația (5), astfel că, nu mai poate fi considerată accelerația gravitațională, g constantă; forța gravitațională se comportă ca o forță centrală exprimată în forma:

$$F_g = -\nabla W_P = \frac{mM\gamma}{r^2}\bar{r} \tag{20}$$

Vectorul unitar $\bar{r}$ e cu originea în centrul pămîntului.

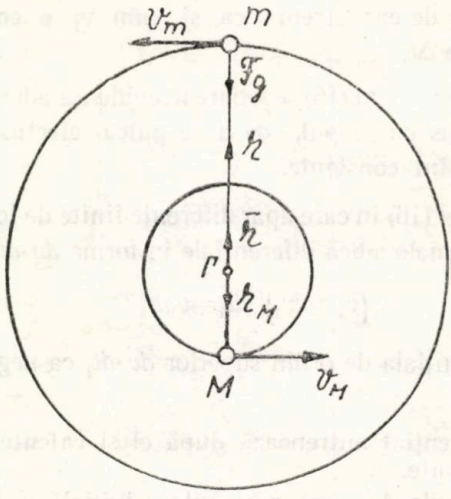


Fig. 4.

O mişcare uniform circulară a particulei de masă m în jurul pământului.

Dat fiind că forţa F_g acţionează asupra particulei de masă m, cu o **forţă centripetă constantă,** numai cu scopul ca impulsul, respectiv viteza particulei, să se menţină mereu tangentă pe cerc: astfel că valoarea numerică a vitezei se menţine mereu constantă, înseamnă că mişcarea particulei e o **mişcare uniform circulară.**

Se formează ecuaţia mişcării în forma:

$$F_g = mv^2 C_e \bar{n} = mr\omega^2 \bar{n} = -mr\omega^2 \bar{r} \tag{21}$$

în care $\bar{n}$ reprezintă vectorul unitar normal la traiectorie.

Forţa gravitaţiei F_g fiind o **forţa conservativă** exprimată în (8), ecuaţia mişcării devine:

$$F_g = -mr\omega^2 \bar{r} = -\nabla W_P = \frac{mM\gamma}{r^2} \bar{r} \tag{22}$$

Ori de cîte ori acţionează o forţă centrală, apare momentul forţei egal cu zero.

Avem:

$$M = [rF_g] = 0 \tag{23}$$

astfel că din legea mişcării în forma:

$$M = \frac{d}{dt} K = 0 \tag{24}$$

rezultă că momentul cinetic K e constant.

Avem:

$$K=mr^2\omega\bar{\delta}_r \tag{25}$$

în care vectorul unitar al vitezei de rotație δ_r din Γ e dirijat în sus (se aplică regula triunghiului drept pentru viteza de rotație): avem:

$$v_{rot}=r\omega\,[\bar{\delta}_r\bar{r}] \tag{26}$$

ca urmare momentul cinetic ia forma:

$$K=[rmr\omega\,[\bar{\delta}_r\bar{r}]]=mr^2\omega\bar{\delta}_\Gamma \tag{27}$$

ca o mărime constantă.

În cele ce urmează, se scoate în evidență cum se determină raza γ a traiectorie particulei care efectuează o mișcare uniform circulară în jurul pământului.

Mai întîi se ține seama, că momentul maselor raportate la centrul Γ e nul. Avem:

$$mr+Mr_M=mr\bar{r}+Mr_M\bar{r}_M=0$$

de unde se deduce:

$$mr=Mr_M$$

astfel că:

$$r_M=\frac{mr}{M} \tag{28}$$

Ca urmare se obține:

$$r+r_M\cong r \tag{29}$$

deoarece r_M e neglijabil față de r.

Pe de altă parte avem:

$$r+r_M=r+\frac{mr}{M}=rm\left(\frac{1}{m}+\frac{1}{M}\right)=rm\cdot\frac{1}{\mu}$$

în care:

$$\mu=\frac{mM}{m+M}\cong\frac{m\,M}{M}=m \tag{30}$$

Ecuațiile (29) și (30) ne arată că se neglijează r_M și se consideră **masă echivalentă** μ egală cu masa particulei de masă m.

Se introduce momentul cinetic total în forma:

$$K_{tot}=mr^2\omega+Mr_M^2\omega=m^2r^2\omega\left\{\frac{1}{m}+\frac{1}{M}\right\}\cong mr^2\omega=K \tag{31}$$

Ca urmare, în ecuația mișcării din (22) se introduce momentul cinetic K constant.

În acest scop se înmulțește termenul din stînga din (22) cu $\frac{mr^3}{mr^3}$ obținîndu-se:

$$\frac{-K^2}{mr} = mM\gamma \tag{32}$$

În (32) apare constanta: $m \cdot M\gamma$ în legătură cu momentul cinetic K^2 și raza cercului r.

În cele ce urmează, se determină **energia cinetică** și **energia potențială** în funcție de momentul cinetic K.

Avem:

$$W_{c\ total} = \frac{m}{2}(r\omega)^2 + \frac{M}{2}(r_M\omega)^2 = \left(\frac{mr\omega}{2}\right)^2\left(\frac{1}{m} + \frac{1}{M}\right) \cong \tag{33}$$

$$\cong \left(\frac{mr\omega}{2}\right)^2 \frac{1}{m} \cong \frac{m}{2}(r\omega) = \frac{K^2}{2mr^2}$$

$$W_P = \frac{mM\gamma}{r + r_M} \cong \frac{mM\gamma}{r} = \frac{-K^2}{mr^2} \tag{34}$$

în care s-a ținut seama de (32)

Suma energiilor W_c și W_p apare în forma:

$$W_c + W_p = \frac{-K^2}{2mr^2} = -W_c \tag{35}$$

Din (35) se vede că suma energiilor e constantă, exprimată prin *energia cinetică* W_c *luată cu semnul minus.*

Se formează raportul relațiilor (32) și (35) și se obține:

$$\frac{mM\gamma}{-W_c} = 2r \tag{36}$$

Relația (36) ne arată, cînd apare mișcarea particulei de masă în jurul pămîntului ca o mișcare *uniform circulară cu raza r.*

Atunci cînd suma celor două energii ($-W_c$) care se menține constantă în timp, nu ne conduce la apariția unui lucru mecanic, deci nu apare prin intermediul lucrului mecanic, o transpunere a energiei cinetice în energie potențială, sau viceversa; aceasta se întîmplă la o mișcare uniform circulară cu forța centripetă. În felul acesta se obține raza cercului, din relația (36)

c) Cazul cînd traiectoria e o elipsă (mișcare plană)

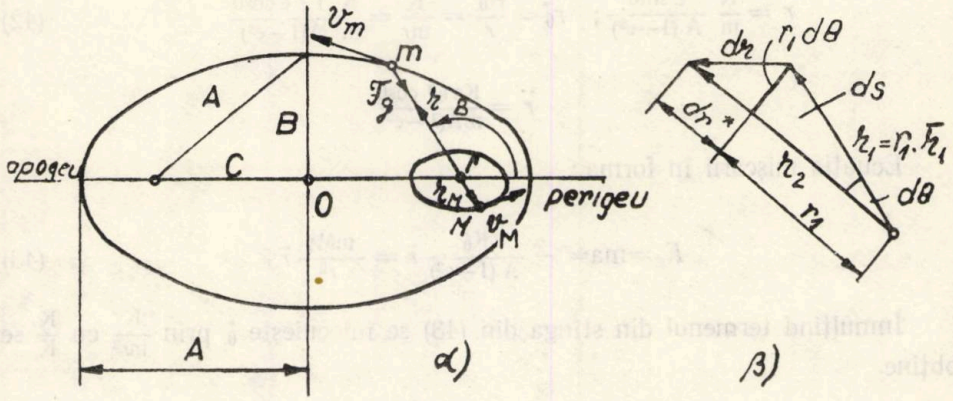


Fig. 5.

Mișcarea particulei de masă m pe o elipsă în jurul pămîntului

În fig. (5α) se reprezintă cazul, cînd forța centrală a gravitației F_g nu mai e centripetă: totuși momentul cinetic e constant. Avem:

$$K = mr^2\omega\bar{\delta}_\Gamma \tag{37}$$

În fig. (5β) se formează o suprafață ds la deplasarea infinitezimală a particulei de masă m. Se obține:

$$ds = \{r_1 + dr^x\}\frac{\Gamma_1 d\theta}{2} \cong r_1^2\frac{d\theta}{2} \tag{38}$$

Ca urmare suprafața formată în unitatea de timp, devine:

$$\frac{ds}{dt} = r_1^2\frac{\omega}{2} = \frac{K}{2m} = \text{constant} \tag{39}$$

Suprafața formată în unitate de timp din (39) e o măsură pentru momentul cinetic K constant:

Ecuația mișcării particulei apare în forma:

$$F_g = ma = m\{\ddot{r} - r\omega^2\}\bar{r} \tag{40}$$

Se vede din (40) că forța gravității cade în direcția vectorului unitar $\bar{r}$ la folosirea elipsei ca traiectorie.

Ne folosim de ecuația elipsei în forma:

$$r = \frac{A(1-e^2)}{1+e\cos\theta} \tag{41}$$

în care A e axa mare a elipsei

$e = \frac{C}{A}$ reprezintă excentricitatea elipsei.

Se obţin:

$$\dot{r} = \frac{K}{m}\frac{e\sin\theta}{A(1-e^2)}; \quad r\dot{\theta} = \frac{r^2\dot{\theta}}{r} = \frac{K}{mr} = \frac{K}{m}\frac{1+e\cos\theta}{A(1-e^2)} \tag{42}$$

$$\ddot{r} = \frac{Ke\dot{\theta}^2\cos\theta}{mA(1-e^2)}$$

Ecuaţia mişcării în forma:

$$F_g = ma = -\frac{K\dot{\theta}}{A(1-e^2)}\bar{r} = \frac{mM\gamma}{r^2}\bar{r} \tag{43}$$

Înmulţind termenul din stînga din (43) se înlocuieşte $\dot{\theta}$ prin $\frac{K}{mr^2}$ cu $\frac{K}{K}$ se obţine

$$\frac{-K^2}{mA(1-e^2)} = mM\gamma \tag{44}$$

Relaţia (44) apare în locul relaţiei (32) aplicate în cazul cercului.

În cazul elipsei, apare excentricitatea e în forma:

$$e = \frac{C}{A} \tag{45}$$

iar din:

$$A^2 = B^2 + C^2 \tag{46}$$

se obţine relaţia:

$$A^2(1-e^2) = B^2 \tag{47}$$

Cînd excentricitatea e devine egală cu zero înseamnă că avem:

$$A = B; \qquad C = 0 \tag{48}$$

Cînd se iveşte condiţia (48) traiectoria devine un cerc.

Cînd apare:

$$C = A \text{ adică: } e = 1 \tag{49}$$

B, devine nul; iar traiectoria se transformă într-un *segment de dreaptă*; se obţine un oscilator liniar.

Pentru a ne putea da seama, cînd traiectoria particulei de masă *m* devine o elipsă sau un cerc, se va determina şi energiile potenţială şi cinetică a particulei.

Ne folosim de relaţia:

$$V^2 = \dot{r}^2 + (r\omega)^2 \tag{50}$$

Se obține:

$$W_c = \frac{m}{2} v^2 = \frac{m}{2} \frac{K^2}{m^2 A^2 (1-e^2)^2} (1+e^2+2e\cos\theta) =$$

$$= \frac{-mM\gamma}{A(1-e^2)} \left(\frac{1+e^2}{2} + e\cos\theta \right) \tag{51}$$

în care s-a ținut seama de relația (44). Pe de altă parte, energia potențială devine:

$$W_P = \frac{mM\gamma}{r} = mM\gamma \frac{1+e\cos\theta}{A(1-e^2)} \tag{52}$$

Se formează suma: $W_c + W_P$

$$W_c + W_P = \frac{mM\gamma}{A(1-e^2)} \left(1+e\cos\theta - \frac{1+e^2}{2} - e\cos\theta \right) = \frac{mM\gamma}{2A} \tag{53}$$

Relația (53) apare în locul relației (36) cînd traiectoria era un cerc și suma energiilor era $(-W_c)$

Principiul energetic prezentată în [1] ne arată că prin intermediul lucrului mecanic, apare transpunerea energiei potențiale în energie cinetică sau viceversa, ținîndu-se seama că suma energiilor e constantă.

Așadar, cînd prin mișcarea particulei de masă m, sub acțiunea forței gravitației F, apare un lucru mecanic, înseamnă că traiectoria nu mai e un cerc, cu o forță centripetă constantă, ci traiectoria devine o elipsă.

Axa cea mare a elipsei A se obține din relația (53)

Din (44) și (53) prin eliminarea lui A se obține relația:

$$1 - e^2 = \frac{-2K^2 (W_c + W_P)}{mM\gamma)^2 m.} \tag{54}$$

din care rezultă excentricitatea e.

Dacă în (54) se introduce:

$$W_c + W_P = -W_c = -\frac{K^2}{2mr^2} = \frac{mM\gamma}{2r}$$

care e valabilă în cazul cînd traiectoria e un cerc, se obține:

$$1 - e^2 = \frac{-K^2 \cdot 2 \cdot m \cdot M\gamma}{(mM\gamma)^2 m \cdot 2r =} = \frac{mM\gamma}{mM\gamma} = 1 \tag{55}$$

ceea ce ne arată că traiectoria devine un cerc.

Cînd se dau:

apogeul: (A+C) și perigeul (A−C)
se obține axa mare A din:

$$(A+C)+(A-C)=2A$$

Se obține distanța de la centrul elipsei, la focare, exprimată prin C din:

$$A-(A-C)=C$$

Se obține excentricitatea e din:

$$e=\frac{C}{A}$$

și se obține axa mică B din:

$$(A+C)\,(A-C)=A^2-C^2=B^2$$

Se mai remarcă că avem în cazul elipsei:

$$\gamma=\frac{A\,(1-e^2)}{1+e\cos\theta}=\frac{B^2}{A\left(1+\frac{C}{A}\cos\theta\right)}$$

Pentru C=0 deci e=0

Se obține: B=A
astfel că:

$$r=\frac{B^2}{A}=A=\text{constant}$$

valabilă în cazul cercului.

CONCLUZIA

Se remarcă din lucrare, că mișcarea planetelor în jurul soarelui se sprijină în primul rînd pe faptul, că masa soarelui e așa de mare, față de masele feicărei planete, încît distanța de la centrul sistemului format de soare și planete, la centrul soarelui, este realmente neglijabilă, față de distanțele de la centrul sistemului, la centrele fiecărei planete.

În felul acesta distanța de la soare la planetă, e înlocuită cu distanța de la centrul sistemului la centrele planetelor, care distanță apare în ecuația elipsei.

Ca și cum centrul masei soarelui, s-ar găsi în centrul sistemului.

Ca urmare, la stabilirea traiectoriei în mișcarea Keplerianã a fiecărei planete în jurul centrului sistemului M, se determină momentul cinetic total, format numai din momentul cinetic al planetei, neglijîndu-se momentul cinetic corespunzător al soarelui.

În mod analog se determină energia potențială totală și energia cinetică totală, formată numai din energia potențială și energia cinetică ale planetei, neglijîndu-se energia potențială și energia cinetică corespunzătoare ale soarelui.

S-a mai relevat în lucrare, că suprafața formată prin rotirea vectorului de poziție r în unitatea de timp, exprimată în (39) în forma:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{K}{2m}$$

ne conduce, în **cazul cînd în mișcarea Keplerianâ traiectoria devine un cerc,** la formarea unei suprafețe S, care corespunde unei singure rotații a particulei, în jurul centrului Γ, în forma:

$$S = \pi r^2 = \frac{K}{2m} T$$

în care T reprezintă durata de timp a ueni ture.

Din:

$$S^2 = \pi^2 r^4 = \frac{K^2 T^2}{4m^2}$$

și ținîndu-se seama de relația (32) în forma:

$$\frac{-K^2}{mr} = m M \gamma$$

se obține:

$$\pi^2 r^3 = \frac{-mM\gamma}{4m} T^2$$

astfel că:

$$\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 = \frac{-mM\gamma}{mr^3} = \frac{-M\gamma}{\Gamma^3} = \text{constant} \qquad (48)$$

În cazul cînd în mișcarea keplerianâ a particulei, traiectoria devine o elipsă, se obține:

din:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{K}{2m}$$

cu s rafața elipsei: $S = \pi A \cdot B$

în care avem: $A^2(1-e^2) = B^2$

se obține relația: $S^2 = \pi^2 A^4 (1-e^2) = \frac{K^2}{4m^2} T^2$

Ca urmare, se formează $\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2$ în forma:

$$\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 = \frac{K^2}{m^2} \frac{1}{A^4(1-e^2)}$$

Ţinîndu-se seama de relaţia (44) relaţia de mai sus, devine:

$$\left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 = \frac{-mM\gamma}{mA^3} = \frac{-M\gamma}{A^3} = \text{constant} \qquad (49)$$

E aşadar greşit, cînd în literatura de specialitate, se înlocuieşte axa A a planetei din (49), care roteşte în jurul soarelui, cu distanţa mijlocie de la planetă la soare.

Cînd într-o navă cosmică, care roteşte în jurul pămîntului, o persoană dă drumul din mînă, unui creion, acesta rămîne suspendat în spaţiu, într-o poziţie fixă, faţă de persoana, care a dat drumul din mînă, creionului.

Trebuie să ţinem seama, că atît centrul creionului cît şi centrul corpului persoanei, cu masele corespunzătoare închipuite concentrate în acele centre, posedă practic aceiaşi viteză, mişcîndu-se fiecare în jurul pămîntului, sub acţiunea forţei gravităţii corespunzătoare, pe cîte o elipsă, care se aseamănă între ele.

Aşadar nu poate fi vorba de o lipsă a forţei gravitaţionale, faptul că creionul rămîne suspendat în spaţiu într-o poziţie fixă, faţă de persoana, care a dat drumul din mînă creionului.

* * *

Atît concepţia falsă de imponderabilitate, cît şi concepţia falsă a existenţei forţei centrifuge, se datoreşte prezentării **mecanicei teoretice,** plină de teoreme, de modele de fenomene excesiv de abstractizate şi sprijinindu-se pe concepţia bizară, de *corpuri rigide.* În ultimul timp, nu se întîlneşte în întregul manual de mecanică, nici o figură în text. [3]

Din cele dezvoltate în lucrare s-a văzut, că atîta timp cît nu are loc apariţia unui lucru mecanic, cum e cazul mişcării uniforme circulare a particulei, nu poate să existe transpunerea energiei potenţiale în energie cinetică sau viceversa, prin intermediul lucrului mecanic.

Cum apare mişcarea particulei de masă m pe o elipsă, atunci se realizează, prin intermediul lucrului mecanic, o transpunere a energiei potenţiale în energie cinetică sau viceversa .

* * *

Să comparăm poziţia creionului din nava cosmică, cu poziţia creionului lăsat liber din mînă, de către o persoană, care stă în picioare, într-un vagon de cale ferată, cu faţa în sensul mişcării trenului, să zicem în linie dreaptă, cu o viteză constantă.

Se constată că pe orizontal, distanța dintre centrul masei creionului și centrul corpului persoanei, se menține constantă, deoarece ambele centre se mișcă cu aceeași viteză orizontală a trenului.

Centrul masei creonului, însă față de persoana care stă în picioare, se mișcă pe verticală, în jos, în sensul forței gravitației, formîndu-se o mișcare uniform accelerată, deoarece conform expresiei (5) accelerația gravitației devine constantă

Față de gară, considerată ca un sistem de referințe fix, la stabilirea mișcării, se constată, că centrul corpului persoanei care stă în picioare, se mișcă pe orizontală cu o viteză constantă, deoarece pe verticală forța gravitației e compensată de către o forță de rezistență produsă de podeaua vagonului, prin intermediul șinelor, pe care se sprijină vagonul, ceea ce nu există, în cazul navei cosmice.

Se mai constată, că față de gară, centrul masei creionului se mișcă orizontal, cu o viteză constantă, iar vertical apare o mișcare uniform accelerată, ceea ce ne dă prin compunerea acestor două mișcări, o mișcare a centrului masei creionului, pe o parabolă care întîlnește podeaua vagonului, spre deosebire de primul caz, cînd centrul masei creionului, se mișcă pe o elipsă în jurul pămîntului, datorată forței gravitației avîndu-se în vedere, că suma energiilor se menține constantă.

Puterea de atracție a gîndirei matematice în cercetarea unui fenomen este necesară, dar nu-i suficientă. Trebuie să i se adauge și **puterea de convingere prin rațiune pe baza principiilor și a legilor naturii.**

În felul acesta, *calculul matematic*, în cercetarea fenomenului, se comportă ca **un instrument matematic în manifestarea fenomenului. Înseamnă că cercetarea fenomenului măsurată numaiatunci cînd toate unitățile mărimilor din fenomen pot fi reproduse ori și unde și ori și cînd în mod exact.**

În baza **principiului relativității** prin care se evidențiază interdependența dintre toate mărimile din fenomen, fie pe cale directă sau indirectă, se vede cum **instrumentul matematic atribuie fiecărei mărimi din fenomen, cîte o anumită măsură bine determinată.**

E necesar să ne dăm seama, că numai atunci putem pătrunde în tainele naturii, **cînd calculul matematic luminează calea raționamentului prin prisma principiilor și a legilor naturii.**

BIBLIOGFAFIE

1. Andronescu PÎ. Arhiva pentru principiile și legile naturii. Rev. Progresele științei, 5 Nr. 3, 1969

2. Vîlcovici V, Bălan St, Voica R. *Mecanica teoretică* Editura tehnică 1959.

3. Onicescu O. *Mecanica* Editura tehnică 1969.

К ВЕСОМОСТИ ОРБИТАЛЬНЫХ КОРАБЛЕЙ

(РЕЗЮМЕ)

Невесомости не существует, так как на любое тело находящееся над землей в поле силы тяжести воздействует в центре тела по крайней мере сила тяжести. Таким образом происходит плоскостное движение центра тела либо по параболической траектории встречающей землю, либо по эллиптической окружающей землю.

UBER DIE PONDERABILITAT DER ORBITALLSCHIFFE

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es gibt keine Imponderabilität, weil auf jeden beweglichs Körper über der Erde im Schwerkraftefeld, wirkt die Schwerkraft wenigstens im mittelpunkt Jenes Körpers.

Infolgedessen, erzeugt sich eine ebene Bewegung für den Mittelpunkt des Körpers, mit einer parabolischen Bahn, die die Erde trift, oder eine elypsenförmige Bahn, die die Erde umkreist.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

INSTALAŢIE DE AMBUTISARE PRIN EFECT ELECTROHIDRAULIC

DE

IACOB SUCIU

1). GENERALITĂŢI

În cadrul disciplinei de Aparate electrice de la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Timişoara s-a construit o instalaţie originală pentru efectuarea de studii şi încercări experimentale, privind folosirea efectului electrohidraulic în tehnologia ambutisării, metodă ce se încadrează în tendinţele noi de prelucrare la rece a metalelor cu plasticitate redusă. În lucrare se prezintă elementele principale ale instalaţiei prototip, unele detalii constructive şi rezultatele obţinute pînă în prezent.

În esenţă fenomenul producerii efectului electrohidraulic constă în acumularea energiei electrice într-o baterie de condensatoare (legate în paralel) şi disiparea acestei energii într-un timp foarte scurt prin descărcarea condensatoarelor în intervalul dintre doi electrozi apropiaţi, aflaţi în imersiune într-un mediu lichid, de exemplu apă sau ulei.

În intervalul dintre cei doi electrozi se poate prevedea sau un spaţiu disruptiv, în care se produce o descărcare electrică, sau un fir fuzibil, care se topeşte la trecerea impulsului de curent.

În ambele situaţii apare un arc electric între electrozi, care are un caracter exploziv, zona descărcării devenind o sursă de unde de şoc de presiune ce se propagă cu mare viteză prin lichid, capabile de a efectua un important lucru mecanic.

Metoda prin descărcări între electrozi permite folosirea impulsurilor multiple, iar metoda cu fir fuzibil (amorsă) dă posibilitatea alimentării instalaţiei cu tensiuni mai reduse şi obţinerii prin lichid a undelor de presiune de diferite forme şi direcţii de propagare.

Arcul electric localizat între electrozi apare sub formă de plasmă foarte fierbinte, capabilă să declanşeze unda de şoc de presiune. Această undă, în urma impactului cu semifabricatul fixat într-o matriţă, exercită asupra acestuia forţe care deformează materialul după profilul matriţei. Viteza de deformare a semifabricatului fiind foarte ridicată procedeul descris mai sus are aplicaţie la prelucrarea materialelor de mare duritate.

În fig. 1 se prezintă principiul tehnologic care stă la baza ambutisării prin efect electrohidraulic.

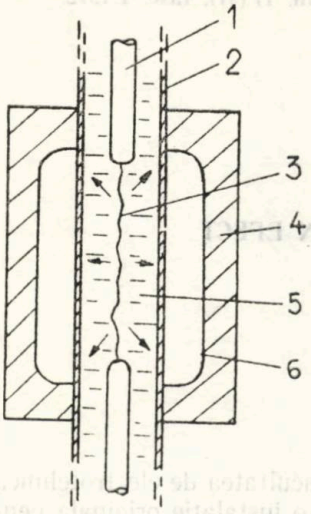


Fig. 1. Principiul tehnologiei ambutisării prin efect electrohidraulic: *1* — electrod; *2* — tub metalic; *3* — arc electric; *4* — matriță; *5* — apă (sau ulei); *6* — profilul matriței.

În cazul instalației ce constituie obiectul prezentei descrieri s-a folosit metoda cu fir (filament) fuzibil. Acest fir sub acțiunea efectului electrotermic al curentului de șoc, furnizat de condensatoare, se vaporizează practic instantaneu, transformîndu-se în plasmă. Unda de presiune ia naștere ca urmare a apariției bruște, în locul volumului mic ocupat de filament, a unui important volum de plasmă, de cca. 25 000 ori mai mare. Materialul firului fuzibil pentru mărirea randamentului undei de presiune se recomandă să fie dintr-un metal greu fuzibil, de exemplu wolfram, tantal, molibden, sau nichel.

În cazul de față s-au efectuat încercări cu fire de cromnichel și de cupru.

2). DESCRIEREA INSTALAȚIEI DE AMBUTISARE

În figura 2 se prezintă schema electrică de principiu a instalației de ambutisare prin efect electrohidraulic.

Un aparat comutator *3* leagă circuitul de încărcare *7*, cu sursa *1* de curent continuu de înaltă tensiune. Pentru scopurile noastre a fost suficientă o sursă cu tensiune variabilă 0÷10 kV. Prin această conectare bateria de condensatoare *2* (legate în paralel) se încarcă pînă la potențialul dat de sursă. Lansarea impulsului de curent în circuitul de descărcare 8 se execută prin declanșarea mecanismului de blocare *4* a comutatorului, care leagă contactul *y* cu *z*. La bornele circuitului 8 sînt legați electrozii *5* la care este montat firul fuzibil întreg acest ansamblu fiind introdus în recipientul de ambutisare *6*. Impulsul de curent, parcurgînd firul fuzibil aflat în imersiune (apă sau ulei), provoacă vaporizarea bruscă a acestuia, luînd naștere unda de șoc de presiune care se propagă prin lichid în toate direcțiile, producînd deformații mecanice permanente asupra semifabricatelor, acestea mulîndu-se după profilul matriței. Schema electrică formată din sursa *1*, bateria de condensatoare 2 și comutatorul *3* constituie un generator de impuls de curent (GIC).

Comutarea de pe circuitul de încărcare pe circuitul de descărcare (de sarcină) se face cu ajutorul unui aparat de comutare construit special în acest scop, funcționînd la tensiune ridicată. Aparatul a fost elaborat de către autor și părțile lui componente sînt ilustrate în fig. 3.

Comutatorul poate fi montat în orice poziție și funcționează sigur. Conectarea $y-x$ se face manual, legătura realizîndu-se la potențialul zero, iar conectarea $y-z$, cînd bateriile de condensatoare încărcate se scurtcircuitează prin firul fuzibil, se face automat prin declanșarea produsă de mecanismul *6* și destinderea arcului *4*.

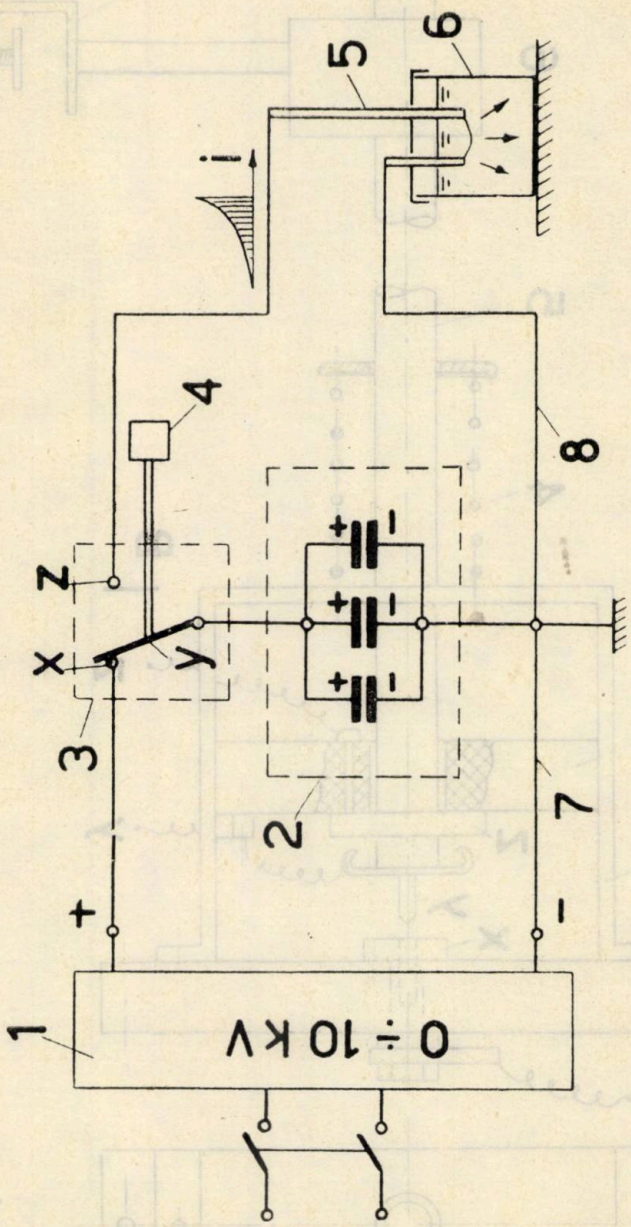


Fig. 2. Schema electrică de principiu pentru producerea efectului electrohidraulic: *1* — sursă de curent continuu 0÷10 kV; *2* — baterie de condensatoare în paralel; *3* — comutator rapid; *4* — mecanism de blocare al comutatorului; *5* — electrozi cu firul fuzibil; *6* — recipient de ambutisare; *7* — circuit de încărcare; *8* — circuit de descărcare.

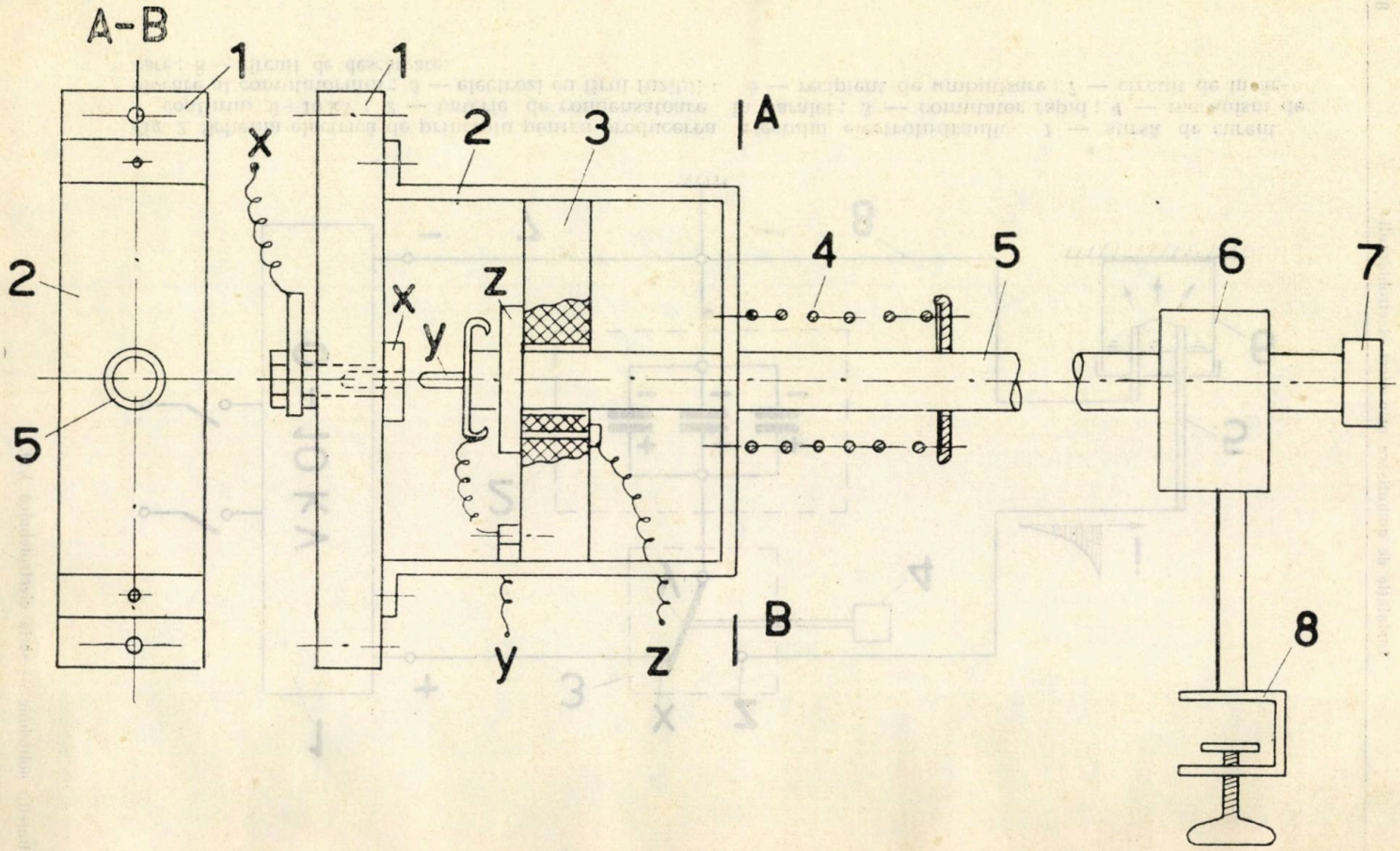


Fig. 3. Comutator rapid : *1* — placă izolantă (conține borna *x*) ; *2* — ramă metalică de ghidaj ; *3* — placă izolantă de ghidaj (conține borna *z*) ; *4* — arc pentru declanșarea descărcării ; *5* — tijă izolantă de comandă ; *6* — mecanism de comandă ; *7* — capătul tijei pentru conectare manuală la ; sursă (*x*—*y*) ; *8* — dispozitiv de fixare *x*, *y*, *z* — contacte.

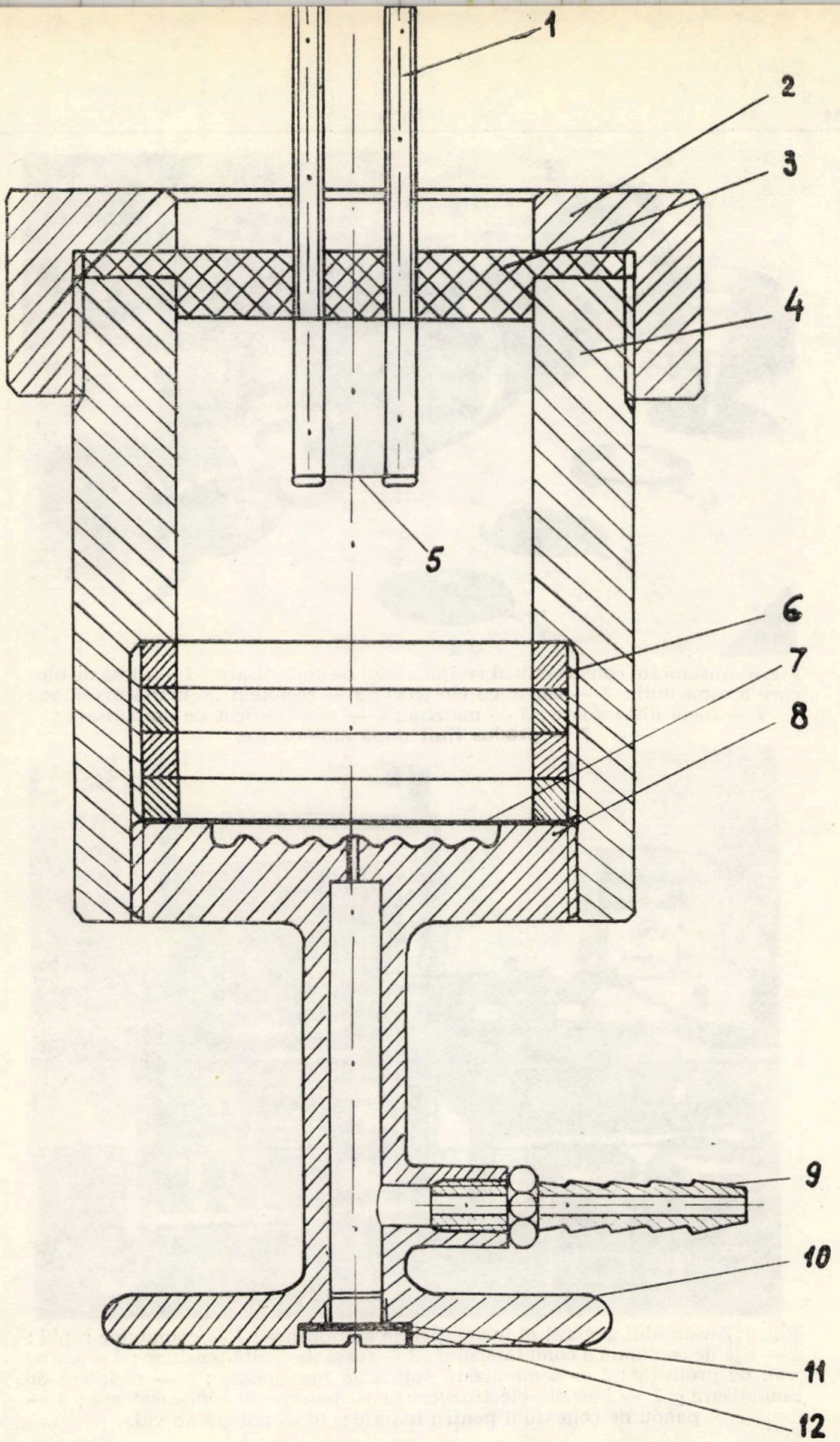


Fig. 4. Recipient de ambutisare : *1* — electrozi ; *2* — piesă de blocare a capacului ; *3* — capac pentru suportul electrozilor ; *4* — recipient de înaltă presiune ; *5* — fir fuzibil (filament) ; *6* — inele distanțoare pentru reglajul distanței dintre fir și semifabricatul de ambutisare ; *7* — semifabricat de ambutisare (tablă subțire) ; *8* — matriță (cu ondule circulare) ; *9* — racord la pompa de vid ; *10* — talpă ; *11* — garnitură ; *12* — șurub de închidere.

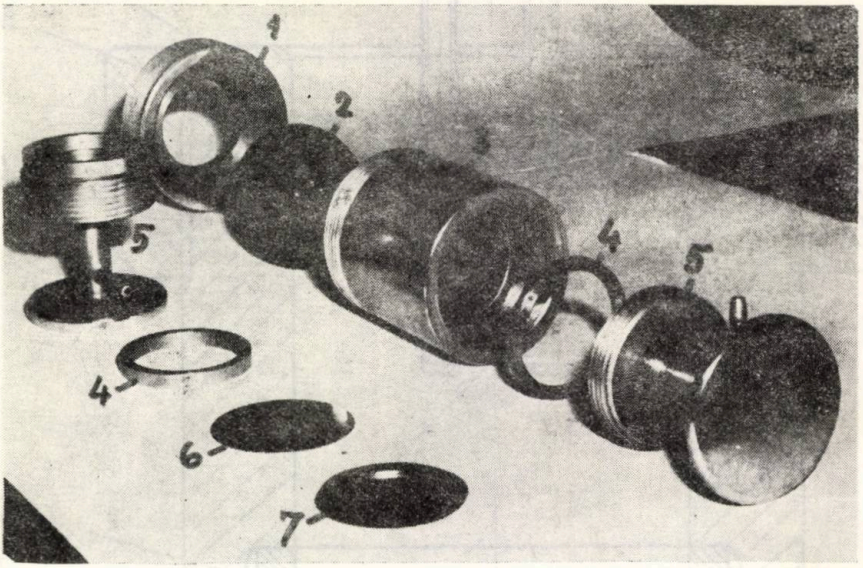


Fig. 5. Ansamblul constructiv al recipientului de ambutisare : *1* — piesă de blocare a capacului ; *2* — capac cu electrozi ; *3* — recipient de înaltă presiune ; *4* — inele distanțoare ; *5* — matriță ; *6* — semifabricat de ambutisare ; *7* — produs finit după ambutisare.

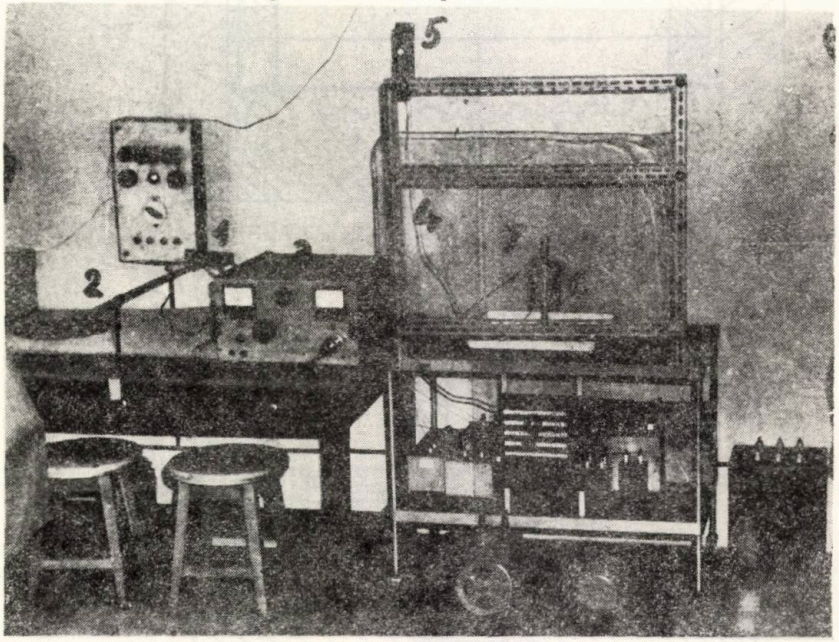


Fig. 6. Ansamblul general al instalației de ambutisare : *1* — comutator rapid ; *2* — tijă de comandă a comutatorului ; *3* — sursă de înaltă tensiune ; *4* — paravan de protecție ; *5* — semnalizare optică de funcționare ; *6* — recipient de ambutisare ; *7* — bornele electrozilor ; *8* — baterie de condensatoare ; *9* — panou de conexiuni pentru baterie ; *10* — pompă de vid.

Lucrul mecanic de ambutisare se consumă în recipientul *6* de înaltă presiune ale cărui detalii constructive sînt prezentate în fig. 4.

În acest recipient se introduce apă deasupra semifabricatului *7*, iar între matriță și semifabricat se asigură un vid corespunzător, cu ajutorul unei pompe cu ulei, aerul fiind extras prin racordul 9. Inelele de oțel *6* servesc la reglarea distanței dintre firul fuzibil și semifabricat. În cazul din fig. 4 unda de presiune, emisă de plasma din zona firului *5*, care se topește sub acțiunea efectului electrocaloric produs de curentul de șoc, exercită o puternică apăsare pe toată suprafața semifabricatului, care se deformează în jos, modelîndu-se după profilul cu ondule al matriței.

Energia necesară ambutisării, înmagazinată în condensatoarele generatorului de impuls de curent, este funcție în principal de grosimea și natura semifabricatului și de profilul matriței.

În fig. 5 se reprezintă un prototip al recipientului de ambutisare, executat în atelierul disciplinei de Aparate electrice, iar în fig. 6 ansamblul general al instalației experimentale, care deservind încercările pe modele reduse are sursa de impulsuri de curent de mică capacitate.

Cu această instalație, dezvoltînd energia de circa 250 J, s-a reușit ambutisarea unei table de fier de grosime 0,35 mm (obiectul *7* din fig. 5) obținîndu-se rezultate foarte bune. Matrița utilizată a fost uzinată în scopul folosirii la execuția capsulelor manometrice plate, cu suprafețele gofrate.

În cadrul preocupărilor privind folosirea efectului electrohidraulic la prelucrări mecanice, menționăm – pentru concluziile lor interesante – lucrările de diplomă elaborate în cadrul facultății noastre de ing. Mihai Cuprian și ing. Bucur Luștrea.

УСТАНОВКА ДЛЯ ШТАМПОВКИ ЭЛЕКТРОГИДРАЛИЧЕСКИМ ЭФФЕКТОМ

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлена, с конструктивной и функциональной точки зрения, оригинальная установка для экспериментальных исследований путем применения электрогидравлического эффекта в технологии холодной штамповки металлов с малой пластичностью.

DEEPENING EQUIPMENT WITH ELECTROHYDRAULIC EFFECT

(SUMMARY)

In this work it is indicated the construction and working of an original equipment for experimental researchings, regarding the use of the electrohydraulic effect upon the cold deepening for metals with low plasticity.

„Buletinul şt. şi tehnic al I.P.T."
Serie Electrotehnică
Tom. 17 (31), fasc. 1/1972.

ALGORITM DE ÎNMULŢIRE ÎN CODUL COMPLEMENTAR

DE

VASILE POP

1. INTRODUCERE

Una dintre metodele de înmulţire a numerelor binare cu semn reprezentate în codul complementar în calculatoarele numerice este prima metodă a lui Robertoson [1]. Această metodă se poate aplica şi în cazul cînd operaţia de înmulţire se efectuează într-o reţea iterativă în care se face adunarea simultană a tuturor produselor parţiale obţinute prin înmulţirea deînmulţitului cu fiecare din cifrele înmulţitorului. Din cauză că în cadrul algoritmului de înmulţire după această metodă se prevăd deplasări în codul complementar, adică în cazul deplasării la dreapta codul produsului parţial deplasat se completează în stînga cu unităţi, rezultă o reţea cu mult mai multe celule decît în cazul reţelei iterative pentru înmulţirea simultană a aceloraşi operanzi reprezentaţi în codul direct.

Pentru a înlătura acest neajuns în lucrare se propune un algoritm de înmulţire derivat din prima metodă a lui Robertson care permite efectuarea înmulţirii în codul complementar în reţele iterative de aceeaşi formă ca şi reţelele iterative pentru înmulţirea în codul direct.

2. *Stabilirea algoritmului*

Prima metodă a lui Robertson pentru înmulţirea numerelor binare reprezentate în codul complementar constă în înmulţirea codului complementar al deînmulţitului x, notat x_c, cu codul complementar al înmulţitorului y fără cifra semn, notat y_c^*. Efectuînd toate calculele în codul complementar se obţine codul complementar al produsului $x \cdot y$, notat $(x \cdot y)_c$, în cazul cînd $y \geqslant 0$ direct iar cînd $y < 0$ în urma scăderii deînmulţitului din rezultatul înmulţirii.

Se consideră că ambii operanzi sînt numere subunitare reprezentate în codul complement de 2. Atunci deînmulţitul x este reprezentat în calculator prin numărul binar

$$x_c = 2x_0 + (-1)^x |x|, \tag{1}$$

iar înmulţitorul y prin numărul binar

$$y_c = 2y_0 + (-1)^{y_0} |y|, \tag{2}$$

unde x_0, respectiv y_0 se ia 1, dacă numărul x, respectiv y este negativ și 0 dacă numărul x, respectiv y este pozitiv sau 0. Din relația (2) rezultă că:

$$y_c^* = y_0 + (-1)^{y_0} |y|. \tag{3}$$

Înmulțind numărul x_c, considerat ca număr binar pozitiv în toate cazurile cu numărul binar pozitiv y_c^*, deci făcînd înmulțirea ca și în codul direct, rezultă ținînd cont de relațiile (1) și (3) produsul:

$$x_c \cdot y_c^* = 2x_0y_0 + y_0(-1)^{x_0} |x| + 2x_0(-1)^{y_0} |y| + (-1)^{x_0} \cdot (-1)^{y_0} |x| |y|. \tag{4}$$

Analizînd relația (4) se constată:

a) În cazul cînd $x \geqslant 0$ și $y \geqslant 0$, adică $x_0 = 0$ și $y_0 = 0$,

$$x_c y_c^* = |x| |y|, \tag{5}$$

adică făcînd acest produs se obține codul complementar al produsului $x \cdot y$.

b) În cazul cînd $x \geqslant 0$ și $y < 0$, adică $x_0 = 0$ și $y_0 = 1$,

$$x_c y_c^* = |x| - |x| \cdot |y|. \tag{6}$$

Din relația (6) rezultă că pentru a obține în acest caz rezultatul corect codul complementar al produsului $x \cdot y$, produsul $x_c y_c^*$ trebuie corectat prin adunarea complementului codului deînmulțitului, relația (7).

$$x_c y_c^* + \bar{x}_c = |x| - |x| |y| + 2 - |x| = (x \cdot y)_c, \tag{7}$$

pentru $x \geqslant 0$ și $y < 0$.

c) În cazul cînd $x < 0$ și $y \geqslant 0$, adică $x_0 = 1$ și $y_0 = 0$,

$$x_c y_c^* = 2|y| - |x| |y|. \tag{8}$$

Din relația (8) rezultă că pentru a obține codul complementar al produsului $x \cdot y$, produsul $x_c y_c^*$ trebuie corectat prin adunarea complementului lui y_c^*, deplasat cu o poziție la stînga, relația (9),

$$x_c y_c^* + 2\bar{y}_c^* = 2|y| - |x| |y| + 2(1 - |y|) = (x \cdot y)_c, \tag{9}$$

pentru $x < 0$ și $y < 0$.

d) În cazul cînd $x < 0$ și $y \geqslant 0$, adică $x_0 = 1$ și $y_0 = 1$,

$$x_c y_c^* = 2 - |x| - 2|y| + |x| \cdot |y|. \tag{10}$$

Din relația (10) rezultă că pentru a obține codul complementar al produsului $x \cdot y$, produsul $x_c y_c^*$ trebuie corectat adunînd complementul codului lui x și complementul lui y_c^* deplasat cu o poziție la stînga, relația (11),

$$x_c y_c^* + \bar{x}_c + 2\bar{y}_c^* = 2 - |x| - 2|y| + |x| |y| + |x| + 2|y|, \tag{11}$$

pentru $x < 0$ și $y < 0$.

Făcînd sumele de mai sus într-un sumator deschis la capătul din stînga, unitatea de pondere 2^1 se pierde și rezultă că:

$$x_c y_c^* + \bar{x}_c + 2\bar{y}_c^* = (x \cdot y)_c \quad (\text{mod } 2). \tag{12}$$

Concluziile acestei analize sînt rezumate în tabelul 1.

Considerînd numărul binar x_c, codul complementar al deînmulțitului notat sub forma (13),

$$x_c = x_0 + x_c^* = x_0 + \sum_{i=1}^{n} x_{ci}^{-i} \tag{13}$$

iar numărul binar y_c, codul complementar al înmulțitorului notat sub forma (14),

$$y_c = y_0 + y_c^* = y_0 + \sum_{i=1}^{n} y_{ci}^{-i} \tag{14}$$

și ținînd cont de tabelul 1, rezultă algoritmul de înmulțire prezentat sub formă de graf în figura 1.

Tabelul 1

Nr crt	Cazul x_0	Cazul y_0	Produsul $x_c \cdot y_c^*$	Produsul corect $(x \cdot y)_c$	Corecția	Obs
1	0	0	$\lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$\lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	——	
2	0	1	$\lvert x\rvert - \lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$2 - \lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$2 - \lvert x\rvert = \bar{x}_c$	
3	1	0	$2 \cdot \lvert y\rvert - \lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$2 - \lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$2(1 - \lvert y\rvert) = 2\bar{y}_c^*$	
4	1	1	$2 - \lvert x\rvert - 2\lvert y\rvert + \lvert x\rvert\lvert y\rvert$	$\lvert x\rvert \cdot \lvert y\rvert$	$\lvert x\rvert + 2\lvert y\rvert = \bar{x}_c + 2\bar{y}_c^*$	Suma se face modulo 2

3. EXEMPLE

Deoarece în cazurile a și b nu apar diferențe față de algoritmul de înmulțire după prima metodă a lui Robertson, se vor considera numai cazurile c și d.

Pentru exemplificare se consideră înmulțirea numerelor $-13 \cdot 2^{-4}$ și $10 \cdot 2^{-4}$ reprezentate în codul complementar, fig. 2a și înmulțirea numerelor $-11 \cdot 2^{-4}$ și $-2 \cdot 2^{-4}$ reprezentate în codul complementar, fig. 2b.

4. APLICAȚII

Acest algoritm este aplicabil în cazul înmulțirii numerelor binare cu semn reprezentate în codul complementar în rețele interative. Deoarece înmulțirea se face ca și în codul direct, folosind acest algoritm rezultă rețele interative

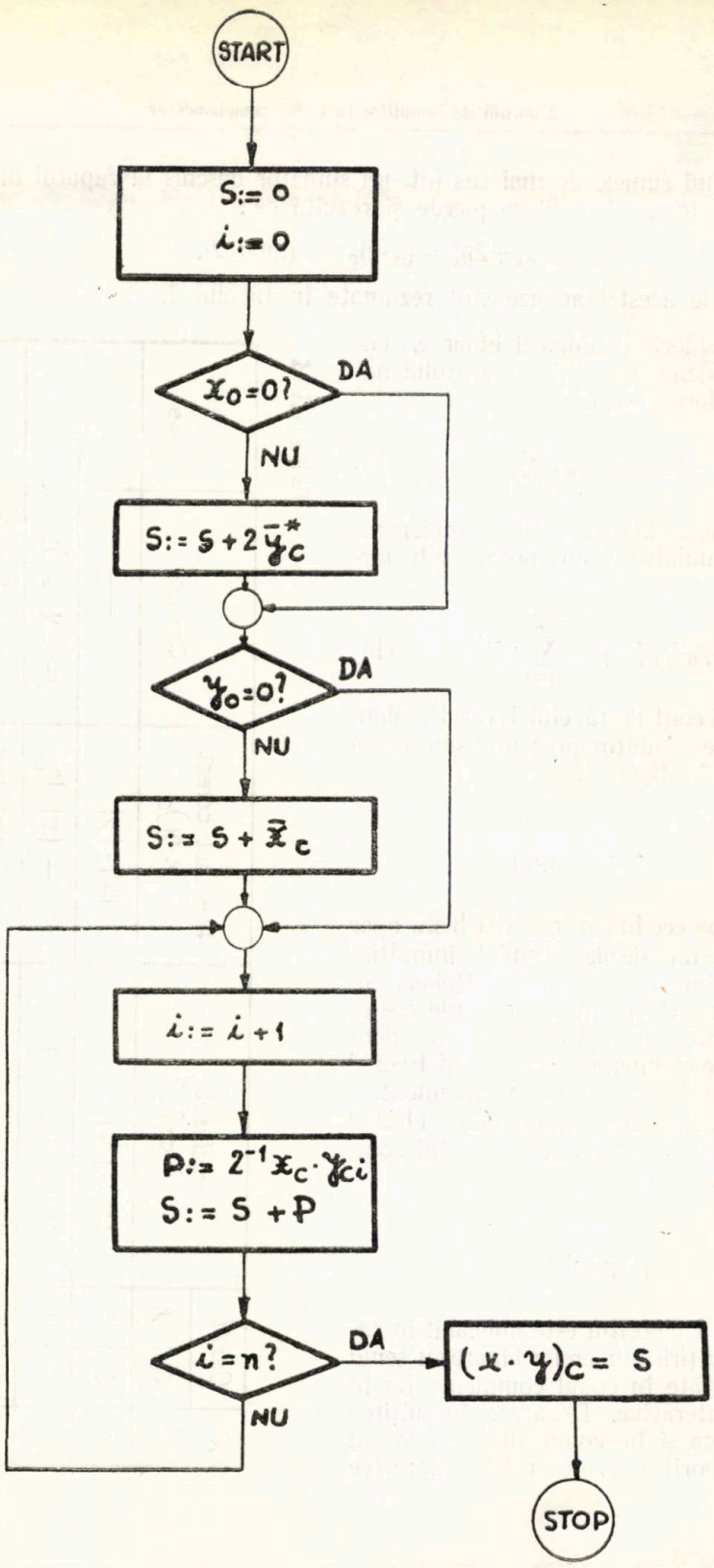


Fig. 1. Algoritmul de înmulţire.

a)

	1,	0	0	1	1	×	0,	1	0	1	0
corectia $(2\bar{y}_c{}^*)$	0	1	1	0						
P1		1	0	0	1	1				
P2		0	0	0	0	0				
P3			1	0	0	1	1			
P4			0	0	0	0	0			
$(x \cdot y)_C$	1,	0	1	1	1	1	1	1	1	0

b)

	1,	0	1	0	1	×	1,	1	1	0
corectia $(2\bar{y}_c{}^*)$	0	0	1	0						
corectia $(\bar{x}_c)$	0	1	0	1	1					
P1		1	0	1	0	1				
P2			1	0	1	0	1			
P3				1	0	1	0	1		
P4					0	0	0	0	0	
$(x \cdot y)_C$	(1)	0,	0	0	0	1	0	1	1	0

Fig. 2. Exemple de înmulțire.

simple și în cazul cînd înmulțirea se începe cu cifra cea mai semnificativă a înmulțitorului. Aceasta reprezintă un avantaj important, deoarece rețelele interative în care înmulțirea se începe cu cifra cea mai semnificativă a înmulțitorului, adică produsele parțiale se deplasează la dreapta, sînt superioare celorlalte tipuri de rețele din punct de vedere al vitezei de calcul, oferă posibilități de efectuare a înmulțirii cu rotunjire [2] și pot fi aplicate cu mici modificări și la efectuarea împărțirii [3].

În figura 3 se prezintă o rețea iterativă de înmulțire a numerelor binare reprezentate în codul complementar după algoritmul propus în lucrare. Structura sa diferă de aceea a rețelei iterative de înmulțire a acelorași operanzi după algoritmul de înmulțire conform primei metode a lui Robertson prin aceea că lipsesc celulele hașurate în figura 3.

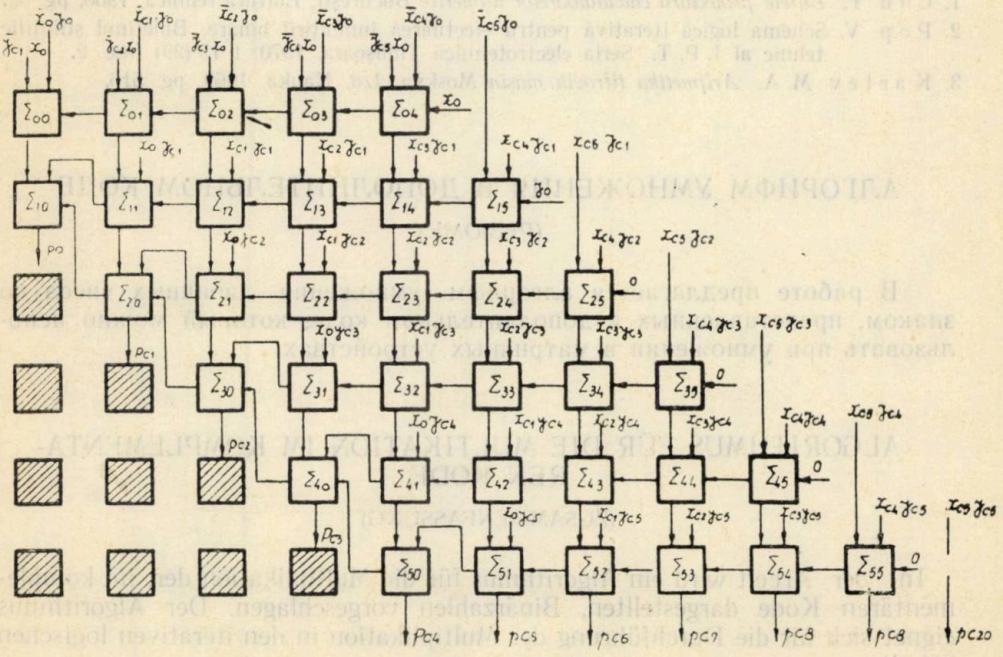


Fig. 3. Rețea logică iterativă pentru înmulțire.

Făcînd raportul între numărul de celule ale rețelei iterative de înmulțire care funcționează după algoritmul din lucrare, notat N și numărul de celule al rețelei de înmulțire după prima metodă a lui Robertson, notat N' se obține:

$$\frac{N}{N'} = \frac{n^2+2n}{\frac{3n^2+1}{2}} \tag{16}$$

Din relația (16) rezultă că în cazul folosirii algoritmului propus în lucrare numărul celulelor rețelei scade în cazul cînd operanzii au 32 de cifre după gulă ($n=32$) cu 30%.

5. CONCLUZII

Algoritmul propus în lucrare se dovedește avantajos în cazul înmulțirii numerelor binare reprezentate în codul complementar în rețele iterative.

Folosind acest algoritm se obțin rețele iterative rapide cu cost redus care pot fi folosite atît pentru înmulțire cît și pentru împărțire.

BIBLIOGRAFIE

1. Chu Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice* București, Editura tehnică, 1968, pg. 52.
2. Pop V. Schema logică iterativă pentru efectuarea înmulțirii binare. Buletinul științific tehnic al I. P. T. Seria electrotehnică Timișoara, 1970, t 15 (29) fasc. 2.
3. Kartev M. A. *Arifmetika țifrovih mașin* Moskva, Izd. Nauka, 1969, pg. 516.

АЛГОРИФМ УМНОЖЕНИЯ В ДОПОЛНИТЕЛЬНОМ КОДЕ

(РЕЗЮМЕ)

В работе предлагается алгорифм умножения двоичных чисел со знаком, представленных в дополнительном коде, который можно использовать при умножении в матричных устройствах.

ALGORITHMUS FÜR DIE MULTIKATION IM KOMPLEMENTAREN KODE

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird ein Algorithmus für die Multiplikation der, im komplementären Kode dargestellten, Binärzahlen vorgeschlagen. Der Algorithmus eignet sich für die Durchführung der Multiplikation in den iterativen logischen Schaltungen.

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tom 17 (31) Fascicola 2

iulie — decembrie
1972

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. em. dr. ing. GH. SILAȘ (redactor șef), prof. em. ing. C. AVRAM, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. doc. ing. I. ANTON, m. c. al Academiei R.S.R., prof. dr. ing. M. BORNEAS, prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN, prof. dr. ing. V. COCHECI, acad. prof. dr. doc. C. DRĂGULESCU, prof. dr. O. EM. GHEORGHIU, prof. ing. V. GHEORGHIU, prof. dr. ing. GH. SAVII, prof. ing. D. MATEESCU, prof. dr. ing. I. NOVAC.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. M. BRAȘOVAN (redactor responsabil), prof. dr. ing. I. NOVAC (redactor responsabil adj.), prof. dr. ing. D. FRANKEL, șef lucrări ing. O. CRIȘAN, prof. dr. ing. T. DORDEA, conf. dr. ing. T. MUREȘAN, prof. ing. A. ROGOJAN, prof. dr. ing. I. SUCIU, prof. dr. ing. V. VĂZDĂUȚEANU (secretar de redacție).

BULETIN ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL INSTITUTULUI POLITEHNIC TIMIȘOARA

SERIA ELECTROTEHNICA

Tomul 17(31) Fasc. 2 iulie-decembrie 1972

SUMAR :

D. FRĂNKEL : Cu privire la interpretarea electronică a densității de volum a forței care acționează în cîmp magnetic asupra corpurilor conductoare în stare lectrocinetică 99

S. PUȘCAȘU, J. MARCOVICI : Relații de calcul al filtrelor pentru analizoarele de armonici discrete 107

V. NEGRU, ECATERINA POP : Considerații privind modelarea caracteristicilor de frecvență ale liniilor electric de înaltă tensiune 121

I. KAUFMANN : Despre algoritmele de împărțire binară rapide 131

V. POPOVICI : Automat stivă pentru analiza operatorilor din expresiile aritmetice ale limbajului FORTRAN 139

V. HAREA : Metodă de proiectare a circuitului de polarizare a unui tranzistor 149

I. BRAȘOVAN : Modelarea pe calculatorul analogic a transformatorului de curent cu miezul saturat 159

NOTE :

V. DUȘA : Sistem de autoexcitație pentru un generator sincron 167

BULLETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE TIMIŞOARA

SERIE ELECTROTECHNIQUE

Tome 17(31) Fasc. 2 Juillet-Décembre 1972

SOMMAIRE :

D. FRÄNKEL : Au sujet de l'interprétation électronique de la densité de volume de la force qui agit dans un champ magnétique sur les corps conducteurs en état électrocinétique 99

S. PUŞCAŞU şi J. MARCOVICI : Relations de calcul des filtres pour les analyseurs d'harmoniques discretes 107

V. NEGRU şi ECATERINA POP : Considérations concernant le modelage de la dépendence des paramètres d'un ligne réelle avec la fréquence 121

I. KAUFMANN : On fast binary division algorithms 131

V. POPOVICI : Push-down automata for operator analysis of FORTRAN arithmetic expressions 139

V. HAREA : Desing method for polarization network of tranzistor 149

I. BRAŞOVAN : Modelierung des mit gesättigten Eisenkern betriebene Stromwandlers am Analogrechner 159

NOTES :

V. DUŞA : Die Wahl der Parameter eines Synchrongenerators mit Selbsterregung 167

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ БЮЛЛЕТЕНЬ
ТИМИШОАРСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
им. «ТРАЯН ВУЯ»
СЕРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Том 17(31) Выпуск 2. Июль—декабрь 1971 г

СОДЕРЖАНИЕ

Д. ФРЕНКЕЛЬ, К электронной интерпретации объемной плотности силы действующей в магнитном поле на проводящие тела в электротехническом состоянии 99

С. ПУШКАШУ, Ж. МАРКОВИЧ, Исчислительные соотношения фильтров для анальзаторов дискретных гармоник 107

В. НЕГРУ, ЕКАТЕРИНА ПОП, К вопросу моделирования частотных характеристик линий электропередачи высокого напряжения 121

И. КАУФМАН, В связи с алгорифмами бинарного скоростного деления 131

В. ПОПОВИЧ, Гнездовой автомат для анализа операторов из арифметических выражений языка ФОРТРАНА 139

В. ХАРЯ, Метод проектирования поляризирующей цепи транзистора 149

И. БРАШОВАН, Моделирования трансформатора тока насыщенным сердечников на решающей машине непрерывного действия 159

НОТА:

В. ДУША, Выбор параметров одной системы самовозбуждения для синхронного генератора 167

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

CU PRIVIRE LA INTERPRETAREA ELECTRONICĂ A DENSITĂŢII DE VOLUM A FORŢEI CARE ACŢIONEAZĂ ÎN CÎMP MAGNETIC ASUPRA CORPURILOR CONDUCTOARE ÎN STARE ELECTROCINETICĂ.

DE

D. FRĂNCEL

În teoria macroscopică se demonstrează că densitatea de volum a forţei exercitate asupra conductorilor aflaţi în stare electrocinetică în cîmp magnetic are expresia:

$$\bar{f}=\bar{J}\times\bar{B} \tag{1}$$

unde $\bar{B}$ este inducţia magnetică
iar $\bar{J}$ este densitatea curentului de conducţie.

Se pune întrebarea cum se poate interpreta electronic această forţă, exercitată asupra conductorilor, ştiind că portivit teoriei electronilor, în cîmp magnetic **forţele acţionează asupra purtătorilor mobili de sarcină electrică din conductori-electroni şi ioni — şi nu asupra conductorilor înşişi.** Cum se transmit conductorilor forţele exercitate asupra acestor purtători mobili de sarcniă ?

Literatura nu pune această problemă deşi o serie de autori [1, 2] deduc, expresia (1) a forţei pornind de la forţa

$$\bar{F}=q\bar{V}\times\bar{B} \tag{2}$$

exercitată în cîmpul magnetic asupra sarcinii q ce se mişcă cu viteza $\bar{V}$, folosind expresia

$$\bar{J}=\rho_{-}\bar{V}_{-}+\rho_{+}\bar{V}_{+} \tag{3}$$

a densităţii de curent sau dimpotrivă, din relaţia (1) şi (3) se deduce expresia (2) [4—8].

În rel. (3) ρ_{-} şi ρ_{+} sînt densităţile de volum ale sarcinii libere negative şi pozitive, care satisfac egalitatea:

$$\rho_{-}+\rho_{+}=0 \tag{4}$$

iar $\bar{V}_{-}$ şi $\bar{V}_{+}$ sînt vitezele mijlocii ale mişcării lor ordonate.

1. DENSITATEA DE VOLUM A FORȚEI LA CONDUCTOARE INFINIT LUNGI DE SPEȚA I-a

Pentru conductoare de speța I-a aflate în stare electrocinetică s-a arătat, [9], că forțele la care sînt supuși electronii liberi se transmit conductorului prin intermediul cîmpului Hall care acționează asupra ionilor pozitivi din rețeaua cristalină de care sînt legați cvasi rigid.

Într-adevăr, sub acțiunea densității de volum a forței exercitate asupra electronilor din conductorul metalic în stare electrocinetică plasat în cîmpul magnetic cu inducția $\bar{B}$ normală pe planul fig. 1 și orientată spre noi

$$\bar{f}_- = \rho_- \bar{V}_- \times \bar{B} \tag{5}$$

electronii se deplasează transversal pe conductor în sensul acestei forțe.

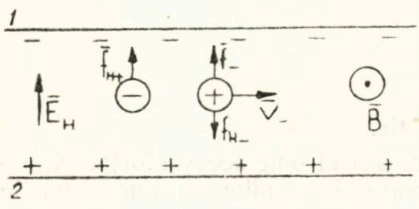


Fig. 1.

Ca urmare pe fața de sus, *1* a conductorului se separă un surplus de sarcini negative, iar pe fața de jos, *2*, rămîne un surplus de sarcini pozitive, care stabilesc un cîmp potențial, numit cîmp Hall, cu intensitatea $\bar{E}_H$ îndreptată spre fața *1*. Cîmpul Hall acționează asupra densității de volum a electronilor cu forța

$$\bar{f}_H = \rho_- \bar{E}_H$$

opusă ca semn forței $\bar{f}_-$, Cînd rezultanta celor două forțe se anulează

$$\bar{f}_- + \bar{f}_{H-} = 0 \tag{6}$$

deplasarea transversală a electronilor și, în consecință, separarea surplusului de sarcini încetează.

Intensitatea cîmpului Hall acționează asupra densității de volum a ionilor pozitivi cvasi rigid legați de conductor, deci asupra unității de volum a conductorilor, cu forța:

$$\bar{f}_{H+} = \rho_+ \bar{E} \tag{7}$$

Deoarece unitatea de volum a conductorului este neutră;

$$\bar{f}_{H-} + \bar{f}_{H+} = (\rho_- + \rho_+)\bar{E}_H = 0 \tag{8}$$

Din relațiile (1), (8), (6) și (3) rezultă că:

$$\bar{f}_{H+} = -\bar{f}_{H-} = \rho_- \bar{V}_- \times \bar{B} = \bar{J} \times \bar{B} \tag{9}$$

Așadar prin intermediul forțelor interioare a cîmpului Hall cîmpul magnetic exercită forța $\bar{f}=\bar{J}\times\bar{B}$ asupra densității de volum a ionilor pozitivi, deci asupra unității de volum a conductorului, în timp ce forța transversală rezultantă la care sînt supuși electronii este nulă.

2) DENSITATEA DE VOLUM A FORȚEI LA CONDUCTOARE FILIFORME DE SPEȚA A II-a.

La conductoare de speța a doua, conductoare electrolitice, mecanismul prin care forța exercitată asupra ionilor se transmite solventului este diferit. Pentru a-l pune în evidență se consideră soluția electrolitică din fig. 2 și se admite pentru simplitate — că ionii pozitivi și negativi au aceeași mobilitate. Se presupune din nou că inducția magnetică este normală pe planul figurii. Ionii pozitivi și negativi sînt supuși unor forțe egale și de alecași semn,

$$\bar{f}_+=\bar{\rho}_+\bar{V}_-\times\bar{B}=\bar{\rho}_+\bar{V}_-\times\bar{B}=\bar{f}_- \tag{10}$$

deoarece

$$\bar{V}_++\bar{V}_-=0$$

și relația (4) este satisfăcută.

Mobilitatea ionilor pozitivi și negativi fiind aceeași ei se deplasează sub acțiunea forțelor egale $\bar{f}_+$ și $\bar{f}_-$ cu aceeași viteză spre fața *1* a conductorului electrolitic. Ca urmare iau naștere gradienți ai concentrației ionilor pozitivi ∇C_+ și negativi ∇C_- îndreptați spre fața *1*, pe care însă nu se separă surplus de sarcini de vreun semn. Nu există cîmp Hall dar asupra ionilor acționează forțele de difuzie $\bar{f}_{D+}$ și $\bar{f}_{D-}$, opuse ca semn gradienților ∇C_+ și ∇C_- și proporționale cu valoarea acestora. Totodată apare și un gradient de concentrație a solventului ∇C opus ca sens lui ∇C_+ și ∇C_-. Asupra solventului se exercită forța de difuzie $\bar{f}_D$ care, potrivit principiului acțiunii și reacțiunii, este egală și opusă ca semn sumei forțelor de difuzie $\bar{f}_{D+}$ și $\bar{f}_{D-}$.

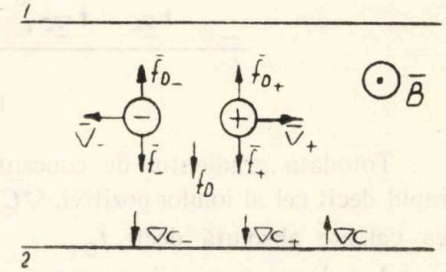


Fig. 2.

$$\bar{f}_D+\bar{f}_{D+}+\bar{f}_{D-}=0 \tag{11}$$

Cînd gradientul de concentrație crește la valoarea pentru care forțele transversale rezultante exercitate asupra ionilor se anulează:

$$\bar{f}_++\bar{f}_{D+}=0 \tag{12}$$

$$\bar{f}_- + \bar{f}_{D-} = 0 \tag{13}$$

deplasarea transversală a ionilor încetează şi creşterea gradientului de concentraţie se opreşte. Din relaţiile (11), (12), (13), (10) şi (3) rezultă că *forţa care acţionează asupra solventului*

$$\bar{f}_D = -(\bar{f}_{D+} + \bar{f}_{D-}) = \bar{f}_+ + \bar{f}_- = (\rho_+ \bar{V}_+ + \rho_- \bar{V}_-) \times \bar{B} = \bar{J} \times \bar{B} \tag{14}$$

este egală cu forţa exercitată asupra purtătorilor mobili de sarcină din electrolit şi are expresia cunoscută (1).

Rezultatul este acelaşi şi în cazul mobilităţilor inegale ale ionilor. Dacă bunăoară $\mu_- > \mu_+$, $f_- > f_+$ şi ionii negativi se deplasează cu viteze transversale mai mari spre faţa *1* ca ionii pozitivi. Pe faţa *1* se separă un surplus de sarcini negative, pe faţa *2* un surplus de sarcini pozitive şi se stabileşte un cîmp Hall cu cu intensitatea $\bar{E}_H$ îndrepată spre faţa *1*. (fig 3) care exercită forţele $\bar{f}_{H+}$ şi $\bar{f}_{H-}$ asupra densităţii de volum a ionilor.

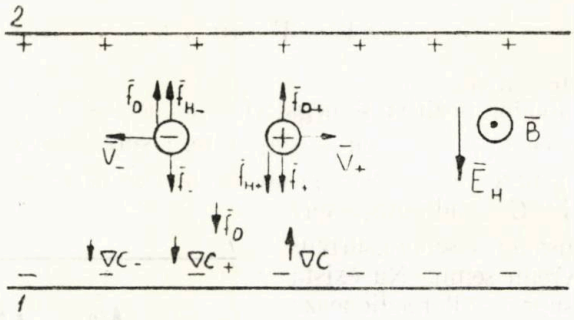


Fig. 3.

Totodată gradientul de concentraţie a ionilor negativi ∇C_- creşte mai rapid decît cel al ionilor pozitivi, ∇C_+ deci forţa de difuzie $\bar{f}_{D-}$ este mai mare ca valoare absolută decît $\bar{f}_{D+}$.

Aşa dar asupra ionilor negativi acţionează alături de $\bar{f}_-$ şi forţele $\bar{f}_{H-}$ şi $\bar{f}_{D-}$ opuse ca semn lui $\bar{f}_-$ avînd ca efect micşorarea vitezei lor transversale mijlocii $\bar{V}_{t-}$. Asupra ionilor pozitivi se exercită alături de $\bar{f}_+$ şi forţa $\bar{f}_{H+}$ de acelaşi semn cu $\bar{f}_+$ şi forţa $\bar{f}_{D+}$ de semn opus, dar de regulă mai mică în valoare ca $\bar{f}_{H+}$. Forţa $\bar{f}_{H+} + \bar{f}_{D+}$ avînd sensul lui $\bar{f}_+$ măreşte viteza mijlocie transversală a ionilor pozitivi $\bar{V}_{t+}$. Cînd vitezele mijlocii transversale ale ionilor pozitivi şi negativi devin egale, încărcarea feţelor *1* şi *2* încetează. Densitatea de curent transversală

$$\bar{\tau}_t = \rho_+ \bar{V}_{t+} + \rho_- \bar{V}_{t-} \tag{15}$$

este însă în general diferită de zero și gradientul de concentrație a ionilor pozitivi și negativi continuă să crească, la fel de repede însă, pînă cînd se stabilește echilibrul:

$$\bar{f}_- + \bar{f}_{H-} + \bar{f}_{D-} = 0 \tag{16}$$

$$\bar{f}_+ + \bar{f}_{H+} + \bar{f}_{D+} = 0 \tag{17}$$

Ca și în cazul precedent, asupra solventului acționează forța de difuzie dată de rel. 11. Observînd că este satisfăcută și egalitatea (9) se ajunge la rezultatul că **densitatea de volum a forței de difuzie exercitată asupra solventului:**

$$\bar{f}_D = -(\bar{f}_{D+} + \bar{f}_{D-}) - \bar{f}_+ + \bar{f}_- = (\rho_+ \bar{V}_+ + \rho_- \bar{V}_-) \times \bar{B} = \bar{J} \times \bar{B} \tag{18}$$

este egală cu forța cu care cîmpul magnetic acționează asupra ionilor pozitivi și negativi din unitatea de volum și are expresia cunoscută (1).

3) DENSITATEA DE VOLUM A FORȚEI LA CONDUCTOARE MASIVE

Particularitatea conductoarelor filiforme sub aspectul forțelor în cîmp magnetic constă în faptul că, datorită formei și dimensiunilor lor nu este posibilă în regim permanent o deplasare a prutătorilor mobili de sarcină în direcția forței $\bar{f} = q\bar{V} \times \bar{B}$. Conductoarele masive și electrozii de aducție a curentului pot avea astfel de forme și configurație încît să fie posibilă și în regim permanent deplasarea purtătorilor mobili de sarcină în directia acestei forțe. De exemplu în conductorul metalic masiv de forma unui disc, cu un electrod în centrul și altul în lungul perimetrului discului (fig. 4) la tensiune de alimentare constantă, intensitatea cîmpului electric este orientat radical atît în lipsa cît și în prezența inducției magnetice. Viteza inițială a electronilor, $\bar{V}_r$, este radială și stabilindu-se un cîmp magnetic cu B normal pe disc forța $\bar{f}_{t-} = \rho \bar{V}_r \times \bar{B} = \bar{\tau}_r \times \bar{B}$ (19) va imprima electronilor o mișcare în sensul ei ,adică normală pe rază, o mișcare tangențială. Dacă $\bar{V}_t$ este valoarea mijlocie a acestei viteze ia naștere o componentă tangențială a densității curentului de conducție:

$$\bar{\tau}_t = \rho \bar{V}_t \tag{20}$$

Datorită componentei tangențiale a vitezei apare o componentă radială a forței care acționează asupra electronilor din unitatea de volum:

$$\bar{f}_{r-} = \rho_- \bar{V}_t \times \bar{B} = \bar{J}_t \times \bar{B} \tag{21}$$

Asupra electronilor cîmpul magnetic acționează în regim permanent cu o forță avînd componenta radială dată de (19) și componenta tangențială exprimată prin (21). Cum se transmite această forță nodurilor rețelei cristaline, adică conductorului ?

În general dacă electronii se mișcă în conductorul metalic sub acțiunea densității de volum de forță f impulsul densității de volum crește de la zero la

$$d\bar{I}_- = \bar{f}_- dt \tag{22}$$

în intervalul de timp dt dintre două ciocniri. Ciocnindu-se neelastic de nodurile rețelei cristaline impulsul scade la zero, adică suferă variația $-d\bar{I}_-$. Din teorema conservării impulsului rezultă că impulsul ionilor din nodurile rețelei cristaline din unitatea de volum $\bar{I}_+$ variază cu:

$$d\bar{I}_+ = -(-d\bar{I}_-) = d\bar{I}_- \tag{23}$$

adică acești ioni sînt supuși forței mijlocii:

$$\bar{f}_+ = \frac{d\bar{I}_+}{dt} = \bar{f}_-$$

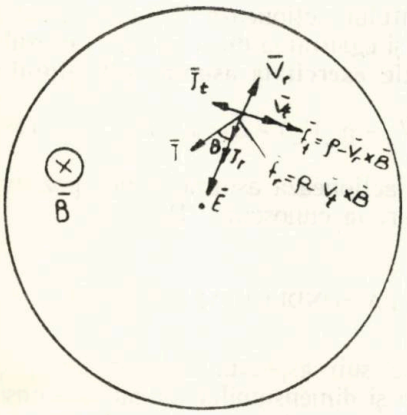


Fig. 4

Așadar electronii din unitatea de volum în mișcarea lor ordonată ciocninduse de ionii din nodurile rețelei cristaline acționează asupra lor în medie cu o forță egală cu cea care se exercită asupra lor.

Astfel se transmite ionilor în exemplul considerat componenta tangențială $\bar{f}_{t-}$ a forței ce se exercită asupra electronilor.

În direcție radială asupra ionilor acționează direct cîmpul electric E cu forța $\bar{f}'_{r+} = \rho_+ \bar{E}$. Electronii transmit ionilor forța radială la care ei sînt supuși în cîmpul electric și magnetic.

$$\bar{f}''_{r+} = \rho_- \bar{E} + \bar{f}_{r-} \tag{24}$$

Forța radială rezultantă exercitată asupra ionilor pozitivi din unitatea de volum este deci:

$$\bar{f}'_{r+} + \bar{f}''_{r+} = \bar{f}_{r-} \tag{25}$$

egală cu cea cu care cîmpul magnetic acționează asupra densității de volum a electronilor.

Rezultate analoage s-ar fi obținut dacă s-ar fi considerat în loc de conductorul metalic unconductor electrolitic de aceeași configurație. În acest caz ciocnirile au loc între ioni și moleculele solventului.

CONCLUZII

Interpretarea electronică a densității de volum a forței care acționează în cîmp magnetic asupra corpurilor conductoare în stare electrocinetică este posibilă. Cîmpul magnetic acționează asupra purtătorilor de sarcini mobile din

conductoare. Aceste forțe se transmit conductorului metalic prin intermediu cîmpului Hall, conductorului electrolitic prin intermediul forțelor de difuzie, cînd purtătorii mobili de sarcină nu se pot deplasa în regim permanent în direcția forței pe care cîmpul magnetic le exer cită asupra lor. Dacă dimpotrivă este posibilă deplasarea în direcția forței $q\overline{V}\times\overline{B}$ transmiterea ei se face prin intermediul ciocnirilor dintre purtătorii mobili de sarcină și nodurile rețelei cristaline ale metalului respectiv moleculele solventului.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Krug: *Osnovî elektrotehniki* Gosenergoizdat 1952 Moskva-Leningrad.
2. K.M.Polivanov: *Teoria elektromagnitnovo polia.* Ed. Energie Moskva 1969. p. 15.
3. A.Timotin și alții: *Lecții de bazele electrotehnicii* Ed did. și pedagpgică 1970. p. 145
4. A.von Weiss: *Die* physikalische-mathematische Grundlangen p. 189.
5. G.Oberdorfer: *Lehrbuch der Elektrotechnik.* Oldenburg Verlag MCnchen 1961 p. 277
6. I.E.Tamm: *Bazele teoriei electricității* Edit. tehnică 1952 pag. 246–247.
7. L.R.Neiman și L.Kalantarov: *Bazele teoretice ale electrotehnicii.* Vol. I. Edit. energetică de stat 1955 p. 300–301
8. K.Kupfmüller: *Osnovi teoreticeskoi electrotehniki* Gosenergoizdat Moskva–Leningrad 1960. p. 181–183.
9. D.Fränkel: Elekctrotechnicky casopis Bratislava vol. XXI. nr. 9. p. 671–673.

К ЭЛЕКТРОННОЙ ИНТЕРПРЕТАЦИИ ОБЪЕМНОЙ ПЛОТНОСТИ СИЛЫ ДЕЙСТВУЮЩЕЙ В МАГНИТНОМ ПОЛЕ НА ПРОВОДЯЩИЕ ТЕЛА В ЭЛЕКТРОКИНЕТИЧЕСКОМ СОСТОЯНИИ

(РЕЗЮМЕ)

Указывается на три способа, при помощи которых силы развитые магнитным полем и действующие на подвижные носители электрических нагрузок из проводов находящихся в электрокинетическом состоянии, передаются проводникам.

Когда в постоянном режиме подвижные носители могут перемещатся в направлении силы $q\overline{v}\times\overline{B}$, данная сила передается проводнику путем соударений с узлами кристалической сети в металлах, соответственно с молекулами растворителя в электролите. Когда подобное перемещение невозможно из-за формы и размеров проводника в металлах сила передается через поле Холла, а в электролитах посредством диффузионных сил.

AU SUJET DE L'INTERPRÉTATION ÉLECTRONIQUE DE LA DENSITÉ DE VOLUME DE LA FORCE QUI AGIT DANS UN CHAMP MAGNÉTIQUE SUR LES CORPS CONDUCTEURS EN ÉTAT ÉLECTRECINÉTIQUE

(RESUME)

On montre qu'il y a trois modalités par les quelles les forces exercées par le champ magnétique sur les particules mobiles chargées des conducteurs en état électrocinétique se transmettent aux conducteurs eux-mêmes.

S'il est possible que les particules mobiles se déplaçent dans la direction des forces magnétiques, $q\overline{V}\times\overline{B}$, la transmission a lieu par les collisions avec les noeuds du réseau cristallin du métal, respectivement avec les molécules du solvant. Si ce deplacement est imposible *à* cause de la forme et des dimensions du conducteur les forces sont transmises dans les métaux par l'intermédiaire du champ de Hall et dans les életrolytes par l'intermédiaire des forces de diffusion.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

RELAŢII DE CALCUL AL FILTRELOR PENTRU ANALIZOARELE DE ARMONICI DISCRETE

DE

SILVIU PUŞCAŞU, JACK MARCOVICI

1. *Generalităţi.*

Sînt cunoscute efectele negative ale armonicilor de tensiune şi de curent produse de diferite maşini, aparate, instalaţii electrice şi dispozitive electromagnetice şi electronice fie asupra propriului lor regim de funcţionare, fie asupra altor instalaţii cu care sînt interconectate şi în care poate să se manifeste prezenţa acestor armonici. În tehnică principalii producători de armonici superioare de tensiune şi de curent sînt: generatoarele de tensiune, redresoarele, transformatoarele, instalaţiile cu lămpi cu descărcări electrice în gaze, instalaţiile de impuls etc. În tabelul 1 sînt prezentate principalele armonici ordonate după originea lor.

Tabel 1

Sursa	Ordinul armonicii												
	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27
Transformatoare	×	×	×	×									
Lămpi cu desecărcări electrice în gaze	×	×	×	×									
Redresoare			×	×	×	×		×	×		×	×	
Instalaţii de comandă centralizată										×			×

Măsurarea armonicilor de tensiune şi de curent se face cu aparate speciale denumite analizoare de armonici. Funcţionarea lor se bazează pe proprietatea de filtrare a circuitelor mixte de tip R L C funcţionînd la rezonanţă pe armonica respectivă. Se foloseşte, în mod obişnuit, filtrul de tip L în care componenta longitudinală este un circuit serie R. L. C. iar cea transversală unul derivaţie

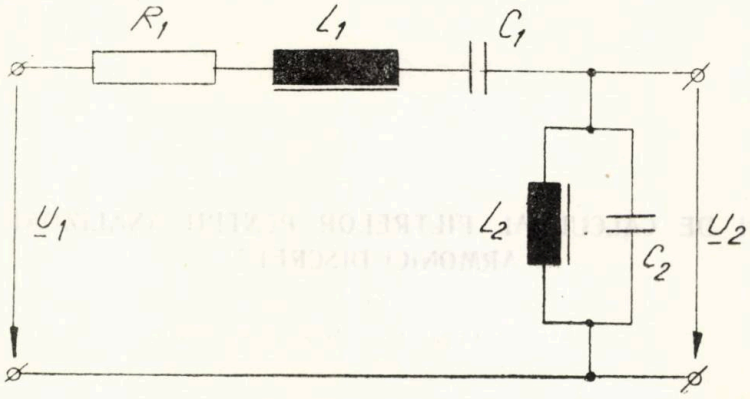


Fig. 1.

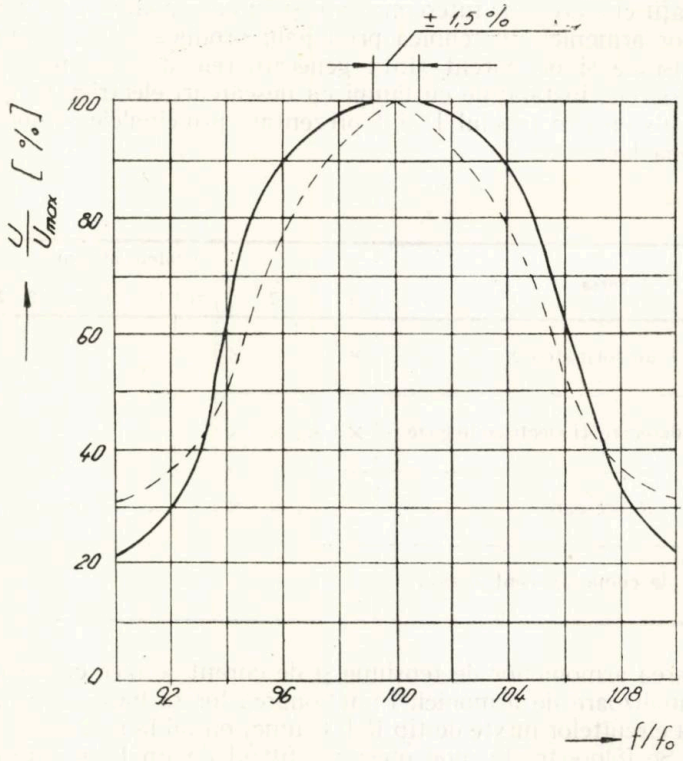


Fig. 2.

L. C, în paralel cu aceasta fiind conectat instrumentul de măsură (fig. 3). Folosirea circuitului mixt cu rezonanță serie și derivație prezintă avantajul unei curbe de rezonanță mai aplatisată în comparație cu cel simplu (numai serie sau numai derivație) în acest fel, evitîndu-se erorile mai mari cauzate de variațiile relativ mici ale frecvenței. În fig. 2. sînt reprezentate curbele de rezonanță pentru circuitul serie simplu și pentru cel combinat (serie+derivație), din care se vede că pentru curba (*b*) se asigură, în jurul frecvenței de rezonanță o bandă de frecvență de $\pm$ 1,5% pentru care valoarea relativă a tensiunii este constantă și egală cu cea corespunzătoare rezonanței.

În practica industrială se folosesc analizoare de armonici fabricate de o serie de firme cunoscute printre care cităm: A E G (RFG), Brüel și Kjaer (Danemarca), Hewlett — Packard (SUA) ș. a. Majoritatea analizoarelor folosesc în circuitele rezonante bobine cu aer cu greutăți și dimensiuni de gabarit relativ mari. De exemplu, un analizor de armonici fabricat de firma A. E. G. des folosit în practică, are greutatea de 24 kg. (fără circuitele de măsură care cîntăresc, fiecare cîte 1,5 kg.). Multe firme realizează filtre RC bazate pe utilizarea elementelor semiconductoare de impedanță negativă, filtre cu giratoare cu amplificatoare cu amplificare limitată, precum și filtrele active „multi — Q". Utilizarea elementelor semiconductoare conduce la anumite dificultăți legate de alimentare stabilitate și precizie deși, avantajul folosirii numai a elementelor pasive RC este incontestabil.

În lucrare se propune înlocuirea bobinelor cu aer prin bobine cu miez din ferită care va prezenta, evident, avantajul unor dimensiuni de gabarit mult mai reduse. Miezul de ferită prezintă însă pierderi și introduce neliniarități fapt care are importanță deosebită în dimensionarea filtrelor astfel încît ele să corespundă cerințelor exploatării: atenuare corespunzătoare, precizie în limitele admisibile, lățime de bandă și uniformitate a atenuării corespunzătoare.

În continuare, în lucrare se prezintă soluții originale care să permită realizarea acestor condiții.

2. Analiza factorului de atenuare

Factorul de atenuare va fi denumit, pentru simplificare, în cele ce urmează, simplu, „atenuare" fără a se folosi definiția logaritmică. În fig. 3 se prezintă schema echivalentă a filtrului trece bandă din fig. 1.

Rezistorul R_1 corespunde rezistenței bobinei L_1 și pierderilor în miezul acesteia iar rezistorul R corespunde pierderilor în miezul bobinei L_2 și rezistenței de intrare a instrumentului de măsură.

Se definește atenuarea:

$$\underline{a}=\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \tag{1}$$

Dacă Z este impedanța asociației rezonante serie iar $\underline{Y}_2$ admitanța asociației rezonante derivație atunci:

$$\underline{a}=1+\underline{Z}_1\underline{Y}_2 \tag{2}$$

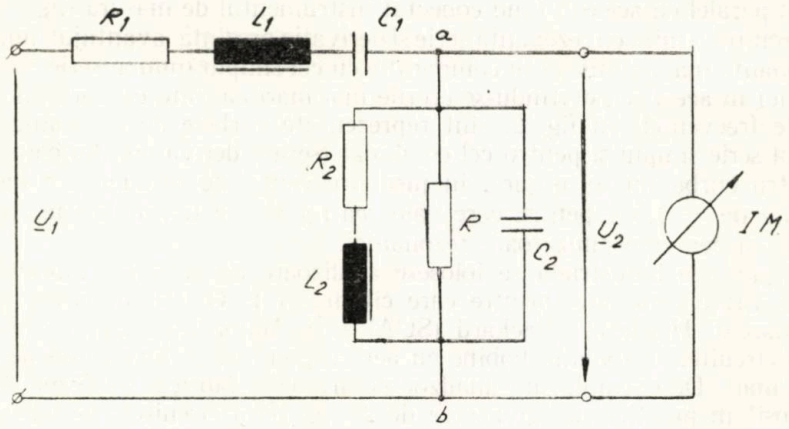


Fig. 3.

Înlocuind în această relaţie expresiile:

$$\underline{Z}_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}(1-\omega^2 L_1 C_1) \tag{3}$$

şi:

$$\underline{Y}_2 = \frac{(1-\omega^2 L_2 C_2) + j\omega C_2 R_2}{R_2 + j\omega C_2 L_2} \tag{4}$$

se obţine:

$$\underline{a} = 1 + \frac{R_1}{R} + \frac{1}{R_2^2+\omega^2 L_2^2}\left[R_1 R_2 (1-2\omega^2 L_2 C_2) + \frac{(1-\omega^2 L_1 C_1)(\omega C_2 R_2^2 + \omega L_2 - \omega^3 L_2 C_2}{\omega C_1}\right] +$$

$$+ j\left\{\left[\frac{1}{R} + \frac{R_2(1-2\omega^2 L_2 C_2)}{R_2^2+\omega^2 L_2^2}\right]\left[\frac{(1-\omega^2 L_1 C_1)}{\omega C_1} + \frac{R_1(\omega C_2 R_2^2 + \omega L_2 - \omega^2 L_2^2 C_2)}{R_2^2+\omega^2 L_2^2}\right]\right\} \tag{5}$$

Determinînd extremele modulului atenuării se obţin două minime şi un maxim, observîndu-se că în punctele de minimum este posibilă apariţia unei atenuări subunitare, adică un cîştig. Expresia (5) este complicată, ea folosindu-se în special, pentru calculele de verificare. Pentru proiectarea elementelor filtrului este necesar să se stabilească relaţii mai simple, bazate pe anumite ipoteze simplificatoare, justificate în practică. Se poate arăta că este necesar să fie îndeplinite următoarele condiţii:

$$L_1 \gg L_2 \text{ şi } C_2 \gg C_1$$

astfel încît cu $\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$, banda de trecere să fie redusă (ω_0 este pulsaţia armonicii respective pentru filtrul la rezonanţă).

Se notează rapoartele:

$$\lambda=\frac{C_1}{C_2} \quad \text{și} \quad \gamma=\frac{C_2}{C_1} \tag{6}$$

Relația (5) se simplifică, admițînd $R_1=R_2\approx 0$; $R=\infty$ și devine:

$$\underline{a}=\frac{\omega^4 L_1L_2C_1C_2-\omega^2(L_1C_1+L_2C_2+L_2C_1)+1}{\omega^2 L_2C_1} \tag{7}$$

Se observă că atenuarea este maximă pentru:

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt[4]{L_1L_2C_1C_2}}$$

și este minimă pentru rădăcinile numărătorului.

2.1. Determinarea minimului benzii de trecere.

Se aproximează că banda de trecere este intervalul dintre cele două zerouri ale numărătorului expresiei (7):

$$\Delta\omega_0=\omega_{0_1}-\omega_{0_2}$$

Din (7) rezultă:

$$\omega_{0_1}^2+\omega_{0_2}^2=\frac{L_1C_1+L_2C_2+L_2C_1}{L_1L_2C_1C_2} \tag{8}$$

și:

$$\omega_{0_1}\omega_{0_2}=\frac{1}{L_1L_2C_1C_2} \tag{9}$$

se obține astfel pătratul benzii relative de trecere sub forma:

$$\beta=(\Delta\varepsilon)^2\approx\frac{\Delta\omega_0^2}{\omega_0^2}\approx\frac{\omega_{0_1}^2-\omega_{0_2}^2}{\omega_0^2}=\frac{\sqrt{(L_1C_1+L_2C_2+L_2C_1)^2-L_1L_2C_1C_2}}{\sqrt{L_1L_2C_1C_2}} \tag{10}$$

Înlocuind relațiile (6) în expresia de mai sus rezultă:

$$\beta=\sqrt{\left(\sqrt{\lambda\gamma}+\sqrt{\frac{\gamma}{\lambda}}+\frac{1}{\sqrt{\lambda\gamma}}\right)^2-4} \tag{11}$$

Pentru a se obține minimul benzii de trecere trebuie să se anuleze, simultan derivatele expresiei de mai sus în raport cu λ și γ. Pentru simplificare se va opera pătratul lui β. Se obțin:

$$\frac{\partial\beta^2}{\partial\lambda}=2\left(\sqrt{\lambda\gamma}+\sqrt{\frac{\gamma}{\lambda}}+\frac{1}{\sqrt{\lambda\gamma}}\right)\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2\sqrt{\lambda}}-\frac{\sqrt{\gamma}}{2\lambda\sqrt{\lambda}}-\frac{1}{2\lambda\sqrt{\lambda\gamma}}\right)=0 \tag{12}$$

şi :

$$\frac{\partial \beta^2}{\partial \gamma} = 2\left(\sqrt{\lambda\gamma} + \sqrt{\frac{\gamma}{\lambda}} + \frac{1}{\sqrt{\lambda\gamma}}\right)\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{2\sqrt{\gamma}} + \frac{1}{2\sqrt{\lambda\gamma}} - \frac{1}{2\gamma\sqrt{\lambda\gamma}}\right) = 0 \tag{13}$$

Din (12) rezultă :

$$\gamma = \frac{1}{\lambda - 1} \tag{14}$$

iar din (13) :

$$\gamma = \frac{1}{\lambda + 1} \tag{15}$$

Relaţiile (14) şi (15) pot fi satisfăcute, simultan, numai dacă λ tinde la infinit (practic foarte mare).

În acest caz, evident, se poate scrie şi :

$$\gamma = \frac{1}{\lambda}$$

Rezultă că în cazul unei benzi de trecere minime frecvenţele parţiale de rezonanţă ale porţiunilor serie respectiv derivaţie sînt aproximativ identice :

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \approx \frac{1}{L_2 C_2} = \omega_{02}^2 \tag{16}$$

2. 2. Analiza atenuării pentru frecvenţe avînd valori în jurul valorii frecvenţei de rezonanţă.

Pentru valori apropiate de valoarea frecvenţei de rezonanţă expresia $1 - \omega^2 LC$ devine, pentru $|\varepsilon| \leqslant 0{,}1$

$$1 - \omega^2 L_1 C_1 = 1 - \omega^2 L_2 C_2 = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \cong -2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -2\varepsilon \tag{17}$$

în care s-a notat :

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

şi :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \varepsilon$$

ca urmare expresia (3) se poate scrie, în cazul în care $\varepsilon \ll 1$ sub forma :

$$Z_1 \approx R_1 + j\frac{2\varepsilon}{\omega_0 C_1}$$

iar expresia (4) prin neglijarea și a lui R_2 față de ωL_2 devine:

$$\underline{Y}_2 \simeq \frac{C_2 R_2}{L_2} + \frac{1}{R} + j\frac{2\varepsilon}{\omega_0 L_2} = \omega_0^2 C_2^2 R_2 + \frac{1}{R} + j2\varepsilon\omega_0 C_2$$

Ținînd seama de aceste expresii aproximative atenuarea dată de formula (2) devine:

$$\underline{a} = 1 + R_1 R_2 \omega_0^2 C_2^2 + \frac{R_1}{R} - 4\varepsilon^2 \frac{C_2}{C_1} + j2\varepsilon\left(\frac{\omega_0^2 C_2^2 R_2}{C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_1 R_1} + \omega_0 C_2 R_1\right)$$

și înlocuind:

$$\lambda = \frac{C_2}{C_1} \quad \text{și} \quad \omega_0^2 C_1 = \frac{1}{L_1}$$

rezultă:

$$\underline{a} = 1 + \frac{R_1}{R} + R_1 R_2 \omega_0^2 C_2^2 - 4\lambda\varepsilon^2 + j2\varepsilon\omega_0 C_2\left(R_1 + \lambda R_2 + \frac{L_1}{RC_2}\right) \tag{18}$$

(expresia este calculată pentru $|\varepsilon| \leqslant 0{,}1$).

Întrucît analizoarele de armonici se construiesc astfel încît banda de trecere să nu depășească valoarea $\varepsilon \approx 0{,}04$ formula (18) dă rezultate cu o precizie în limitele acestei benzi.

2.3. Analiza atenuării pentru valori ale frecvenței îndepărtate de valoarea frecvenței de rezonanță.

În acest caz atenuarea trebuie să fie cît mai mare (mai ales pentru frecvența fundamentală și pentru armonicile vecine). Neglijînd elementele de circuit rezistive ($R_1 \approx R_2 = 0$) și dacă R se consideră practic infinit, rezultă, evident, atenuări mai mici decît cele reale, astfel încît se obțin relații de calcul mai simple, dar suficient de exacte.

Operînd asupra expresiei (7) și ținînd seama de (16) rezultă:

$$a = 1 - \lambda\nu^2\left|1 - \frac{1}{\nu^2}\right|^2 = 1 - \lambda\left(\nu - \frac{1}{\nu}\right)^2 \text{ pentru } \nu \neq 1 \tag{19}$$

în care:

$$\nu = \frac{\omega_0}{\omega}$$

Deseori, pentru valori mari ale raportului λ utilizate în practică, se poate neglija unitatea astfel încît:

$$a \approx \lambda\left(\nu - \frac{1}{\nu}\right)^2 \text{ pentru } \nu \neq 1 \tag{20}$$

Această relaţie evidenţiază că atenuarea pentru armonica de bază precum şi pentru armonicele vecine este direct proporţională cu raportul λ. În realizările practice, pentru λ, se va alege cea mai mare valoare dintre cele care corespund unei baze de trecere sau unei atenuări date. Pentru armonici cu rang superior (peste 15) condiţia de atenuare pentru armonicile vecine conduce la valori mai mari ale lui λ decît cele obţinute din condiţiile asigurării benzii de trecere.

Relaţia (20) este îndeplinită în aceste cazuri şi se poate folosi mai ales pentru verificări.

3. ANALIZA FRECVENTEI DE REZONANŢĂ.

Se admite că frecvenţele de rezonanţă sînt acelea la care factorul de atenuare are modulul de valori extreme. Avînd în vedere cararcterul particular al filtrului (cu bandă de trecere îngustă) pentru determinarea frecvenţelor de rezonanţă se poate utiliza relaţia (18).

Extremele modulului atenuării vor corespunde la aceleaşi frecvenţe ca şi extremele patratului acestui modul :

$$\frac{\partial a^2}{\partial \varepsilon} = -16\lambda\varepsilon\left(1+\frac{R_1}{R}+R_1R_2\omega_0^2C_2^2-4\lambda\varepsilon^2\right)+8\varepsilon\omega_0^2\lambda\left(C_1R_1+C_2R_2+\frac{1}{\omega_0^2C_2R}\right)^2=0 \quad (21)$$

sau :

$$8\lambda\varepsilon^3+\left[\omega_0^2\lambda\left(C_1R_1+C_2R_2+\frac{1}{\omega_0^2C_2R_2}\right)^2-2\left(1+\frac{R_1}{R}+R_1R_2\omega_0^2C_2^2\right)\right]\varepsilon=0 \quad (22)$$

cu soluţiile :

$$\varepsilon_0=0 \quad (23)$$

şi :

$$\varepsilon_{1,2}=\pm\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1+\frac{R_1}{R}+R_1R_2\omega_0^2C_2^2}{\lambda}-\frac{\omega_0^2}{2}\left(C_1R_1+C_2R_2+\frac{L_2}{R}\right)^2} \quad (24)$$

Banda de trecere este :

$$\Delta\varepsilon=\varepsilon_1-\varepsilon_2=2\varepsilon_{1,2}=\sqrt{\frac{1+\frac{R_1}{R}+R_1R_2\omega_0^2C_2^2}{\lambda}-\frac{\omega^2}{2}\left(C_1R_1+C_2R_2+\frac{L_2}{R}\right)^2} \quad (25)$$

sau :

$$\Delta\varepsilon=\sqrt{\frac{a_0}{\lambda}-\frac{\omega_0^2T^2}{2}} \quad (25')$$

unde:

$$T=C_1R_1+C_2R_2+\frac{L_2}{R} \tag{26}$$

este o constantă de timp a filtrului.

Întrucît se poate admite:

$$\frac{R_1}{R}\ll 1,\ R_1R_2\omega_0^2C_2^2\ll 1 \text{ și } \frac{1}{\omega_0^2C_2R}\ll C_1R_1\gg\frac{L_2}{R}$$

se obține relația simplificată:

$$\Delta\varepsilon\approx\sqrt{\frac{1}{\lambda}-\frac{\omega_0^2}{2}(C_1R_1+C_2R_2)^2} \tag{27}$$

iar cu aproximație mai grosieră:

$$\Delta\varepsilon\approx\frac{1}{\sqrt{\lambda}}=\sqrt{\gamma} \tag{28}$$

Relația (27) arată că banda de trecere se îngustează odată cu creșterea lui λ.

4. ANALIZA ATENUĂRII ÎN BANDA DE TRECERE

În banda de trecere factorul de atenuare are un maximum pentru $\varepsilon=\varepsilon_0=0$ și două minime pemtru $\varepsilon=\varepsilon_1$ și $\varepsilon=\varepsilon_2$. Atenuarea maxină se obține din relația (18) pentru $\varepsilon=0$:

$$a_0=1+\frac{R_1}{R}+R_1R_2\omega_0^2C_2^2 \tag{29}$$

Atenuarea minimă este:

$$a_{0_1}^2=a_{0_2}^2=\omega_0^2\lambda\left[\frac{\omega_0^2T}{4}+4\varepsilon_{1,2}^2\right] \tag{30}$$

Ținînd seama de relația (25') expresia (30) devine:

$$a_{01}^2=\lambda\omega_0^2T^2\left[a_0-\frac{\lambda\omega_0^2T^2}{4}\right] \tag{31}$$

4.1. Uniformizarea atenuării în banda de trecere

Filtrele utilizate în analizatoarele de armonici care sînt dispozitive de precizie trebuie să prezinte o carcateristică atenuare — frecvență aplatisată în banda de trecere. Diferența dintre atenuările minime și cea maximă exprimată

în unităţi relative trebuie să fie inferioară clasei de precizie a instrumentului de măsură. Fie α clasa de precizie a acestuia. sub formă de fracţie zecimală. Între atenuarea maximă a_0 şi cea minimă a_{01} trebuie să existe relaţia :

$$a_{0_1}=a_0(1-\alpha) \tag{32}$$

Înlocuind expresia (31) se obţine ecuaţia :

$$a_0^2(1-\alpha)^2-\lambda\omega_0^2T^2a_0+\frac{(\lambda\omega_0^2T^2)^2}{4}=0 \tag{33}$$

din care rezultă atenuarea uniformizată în banda de trecere :

$$a_0=\frac{\lambda\omega_0^2T^2}{2(1-\alpha)^2}\left[1+\sqrt{2\alpha-\alpha^2}\right] \tag{34}$$

Deoarece $\alpha \ll 1$ puterile sale superioare pot fi neglijate obţinîndu-se relaţia aproximativă :

$$a_0=\frac{\lambda\omega_0^2T^2}{2(1-\sqrt{2\alpha})}=\delta\lambda\omega_0^2T^2 \tag{35}$$

unde :

$$\delta=\frac{1}{2(1-\sqrt{2\alpha})} \tag{36}$$

În cazul unei uniformizări exacte, $\alpha=0$ şi $\delta=\frac{1}{2}$ şi deci :

$$a_0=\frac{\lambda\omega_0^2T^2}{2} \tag{37}$$

Uniformizarea în banda de trecere se poate realiza operînd asupra lui T, atît prin intermediul lui R_1, cît şi prin intermediul lui R_2. Întrucît în raport cu intrarea $\omega<\omega_{0_1}$ circuitul se comportă capacitiv (fig. 4 a) iar pentru $\omega>\omega_{02}$ se comportă inductiv (fig. 4 b). Din expresia (35) se poate detremina valoarea rezistenţei R_1 pentru care se obţine uniformizarea cu precizia α în cadrul benzii de trecere, observînd că atît a_0 cît şi T depind liniar de R_1. Într-adevăr din relaţiile (26), (29) şi (35) rezultă :

$$R_1=\sqrt{2\alpha}\left(\frac{L_2}{C_1R}+\lambda R_2\right)+\sqrt{\frac{2(1-\sqrt{2\alpha}}{\lambda\omega_0^2C_1^2}-(1-2\alpha)\left(\frac{L_2}{C_1R}+\lambda R_2\right)^2} \tag{38}$$

Pentru a se păstra clasa de precizie a filtrului în limita impusă iniţial (α), rezistenţa R_1 nu poate depăşi o anumită valoare. În continuare uniformizarea

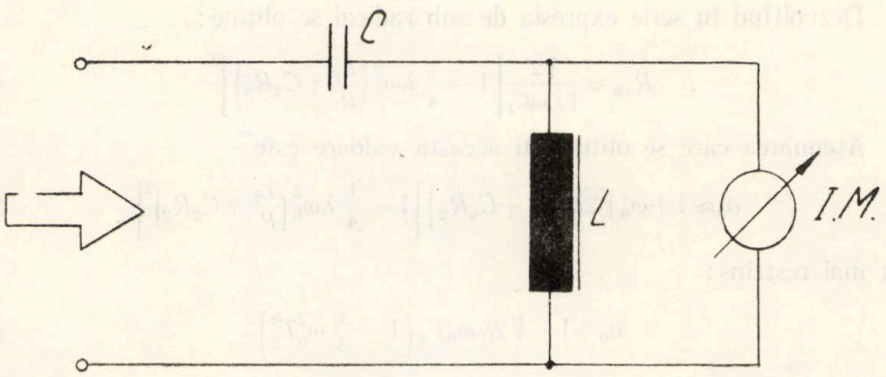


Fig. 4 a.

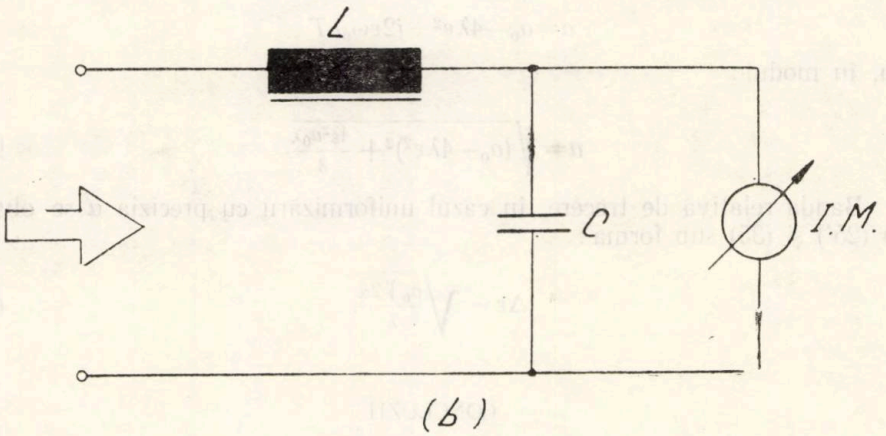


Fig. 4 b.

în banda de trecere este necesar să se realizeze prin mărirea rezistenței R_2 care conduce la micșorarea impedanței :

$$Z_{20} \approx \frac{\omega_0^2 L_2^2}{R_2}$$

Pentru o uniformizare perfectă se iau : $\alpha = 0$ și $\delta = \frac{1}{2}$ obținîndu-se :

$$R_{1u} = \sqrt{\frac{2}{\lambda \omega_0^2 C_1^2} - \left(\frac{L_2}{C_1 R} + \lambda R_2\right)^2} \qquad (39)$$

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM KÖNYVTÁR 1848

Dezvoltînd în serie expresia de sub radical se obţine:

$$R_{1u} \approx \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\lambda \omega_0 C_1}} \left[1 - \frac{1}{4} \lambda \omega_0^2 \left(\frac{L_2}{R} + C_2 R_2 \right) \right]^2 \tag{40}$$

Atenuarea care se obţine cu această valoare este:

$$a_0 \approx 1 + \omega_0 \sqrt{2\lambda} \left(\frac{L_2}{R} + C_2 R_2 \right) \left[1 - \frac{1}{4} \lambda \omega_0^2 \left(\frac{L_2}{R} + C_2 R_2 \right)^2 \right] \tag{41}$$

sau mai restrîns:

$$a_0 = 1 + \sqrt{2\lambda}\, \omega_0 T_2 \left(1 - \frac{\lambda}{4} \omega_0^2 T_2^2 \right) \tag{42}$$

unde:

$$T_2 = C_2 R_2 + \frac{L_2}{R}$$

În afara benzii de trecere din relaţiile (18) şi (35) rezultă:

$$a = a_0 - 4\lambda\varepsilon^2 + j2\varepsilon\omega_0\lambda T$$

sau, în modul:

$$a = \sqrt{(a_0 - 4\lambda\varepsilon^2)^2 + \frac{4\varepsilon^2 a_0 \lambda}{\delta}} \tag{43}$$

Banda relativă de trecere, în cazul uniformizării cu precizia α se obţine din (25') şi (35) sub forma:

$$\Delta\varepsilon = \sqrt{\frac{a_0 \sqrt{2\alpha}}{\lambda}} \tag{44}$$

CONCLUZII

a/. Filtrele de armonici folosite în analizoare pot fi realizate şi cu bobine cu miez de ferită obţinîndu-se, astfel, pentru circuitele rezonante mixte, dimensiuni de gabarit mai reduse decît în cazul folosirii unor bobine cu miez de aer.

b/ .Atenuarea se poate obţine într-o formă simplificată care rezultă din condiţiile practice de funcţionare ale filtrului în analizoarele de armonici (relaţia 7).

c/. În cazul unei benzi minime de trecere, frecvenţele parţiale de rezonanţă ale asociaţiei serie, respectiv derivaţie din schema de bază a filtrului, sînt aproximativ identice.

d/. Pentru frecvenţe avînd valori în jurul valorii frecvenţei de rezonanţă atenuarea poate fi exprimată în funcţie de lăţimea benzii relative de trecere în limitele preciziei impuse analizorului.

e/. Atît pentru armonica de bază cît și pentru armonicile vecine, atenuarea este direct proporțională cu $\lambda = \frac{L_1}{L_2}$ care se va alege ca fiind cea mai mare valoare dintre cele care corespund unei benzi de trecere sau unei atenuări date pentru armonicile vecine.

f/. Banda de trecere se îngustează o dată cu creșterea lui λ și ea depinde, în limitele aproximațiilor precizate și de constanta de timp $T = C_1R_1 + C_2R_2 + \frac{L_2}{R}$

g/. Banda de trecere relativă, se poate exprima, în cazul uniformizării atenuării cu precizia α printr-o relație simplă (44).

=BIBLIOGRAFIE=

(1) A.E.G. Oberwellen — Messgëräte, 1960
(2) Grünert N. —Fortschritte der Messung von Netzoberwellen A.T.M, 1954, apr. (p. 77)
(3) Lehmann Î. — Harmonic analyzer and synthesizer, Electronics 22 (1949) p. 107—110.
(4) Mahren A.A. — Synthetic waveforms speed wave analysis, Electronics 25 (1952), p. 132—135.
(5) Pettrak I.R. — New — Look at wave analyzer design, Electronics 33 (1960), p. 68—70.
(6) Castelli F. — Procedimenti di misura per l'analisi armonica di grandezze elettriche. *L'Elettrotecnica*, 1964, p. 120—131.
(7) Schoenbacher K. — Hermonische Schnellanalyse empirischer periodischen Funktionen. ETZ—A, 81.1960, p. 818—822.
(8) Timotin A. Hortopan V., Ifrim A, Preda M. — *Lecții de bazele electrotehnicii*. Editura didactică și pedagogică, București 1970.
(9) Preda M. Cristea P. — *Analiza și sinteza circuitelor electrice*. Ed. Tehnică, București, 1968.
(10) Cataloagele firmei A.E.G.
(11) Cataloagele firmei Hewlett — Packard.

ИСЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ АНАЛИЗАТОРОВ ДИСКРЕТНЫХ ГАРМОНИК

(РЕЗЮМЕ)

В работе представлены главные вопросы, относящиеся к исчислению резонансных цепей в анализаторах дискретных гармоник.

Подчеркивается тот факт, что во всех фильтрах, обыкновенно применяемых анализаторов, используются резонансные цепи с воздушным сердечником, ведущим к спишком высоким габаритам.

В работе указывается, что могут быть применяемы катушки с сердечником из феррита, и даются оригинальные исчислительные формулы

Имея в виду ширину пераходной ленты, ослабление и класса, точности измерительного прибора, устанавливаются строгио выражения для элементов фильтров, учитывая и потери в сердечнике из феррита.

Работа имеет особое значение для проектирования новых фильтров с пониженным габаритм для анализаторов дискретных гармоник.

RELATIONS DE CALCUL DES FILTRES POUR LES ANALYSEURS D'HARMONIQUES DISCRETES

Dans ce travail on présente les principaux problèmes relatif au calcul des circuits résonantes pour les analyseurs d'harmoniques discretes.

On releve que dans tous les filtres d'analyseurs couramment employés, on utilise des circuits résonants ayant des noyaux *à* l'air, ce qui conduit aux gabarits exagérés. Dans ce travail on releve qu'on peut utiliser des bobines *à* feritte en présentant des formules originales de calcul. On impose la largeur de la passe — bande, l'atténuation et la classe de précision pour l'instrument de mesure, on détermine des expressions riguoreux pour les éléments des filtres, compte tenu des pertes dans le noyaux en feritte.

Le travail présente une remarquable importance pour la projéction des nouveaux filtres avec un gabarit réduit pour les analyseurs d'harmoniques discretes.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В. НЕГРУ, ЕКАТЕРИНА ПОП

Быстрое развитие высоковольтных электрических систем привело к тщательному анализу внутренних перенапряжений.

Хотя в последний период методы изучения этих явлений нашли широкую диверсификацию на основе применения электронных вычислительных машин, физические модели не потеряли своего значения, состоящего во первых в их особом преимуществе, с точки зрения воспроизведения частотных характеристик оригинала и, во вторых, за исключением исследований в полевых условиях, они представляют собой надежную базу экспериментальной проверки результатов, полученных аналитическим путем.

Обеспечение полного подсбия модели и оригинала предпологает в случае моделирования линий электропередачи, подобие электромагнитных полей, а это с практической точки зрения, требует изменения частоты и физических свойств среды. Конструктивные трудности подставленные этими условиями, привели к необходимости использования в экспериментальной практике моделей, реализованных в виде цепоченных схем типа RLC (рис. 1), каждый элемент цепочки моделируя параметры прямой и нулевой последовательностей определенной длины линии Δl.

Моделирование параметров нулевой последовательности обеспечивается путём включения в нулевой провод дополнительного сопротивления $\underline{Z}_S$, величина которого определяется на основе знакомых значений параметров, реальной линии :

$$R_S = \frac{R_0 - R_1}{3} \cdot \frac{\Delta l}{m_z}; \quad L_S = \frac{L_0 - L_1}{3} \cdot \frac{\Delta l}{m_z}; \quad C_S = \frac{3C_1 \cdot C_0}{C_0 - C_1} \cdot \frac{\Delta l}{m_z} \tag{1}$$

где m_z, масштаб сопротивлений.

Такая модель линии ведет к искажению исследуемых процессов по сравнению с теми, которые имеют место в линии с распределенными параметрами, из-за невозможности точного воспроизведения волнового сопротивления и коэффициента распространения. Хотя при моделировании одним звеном цепочки, участка линии длиною не больше 100 км, можно обеспечить передачу без искажений высших гармоник до 19

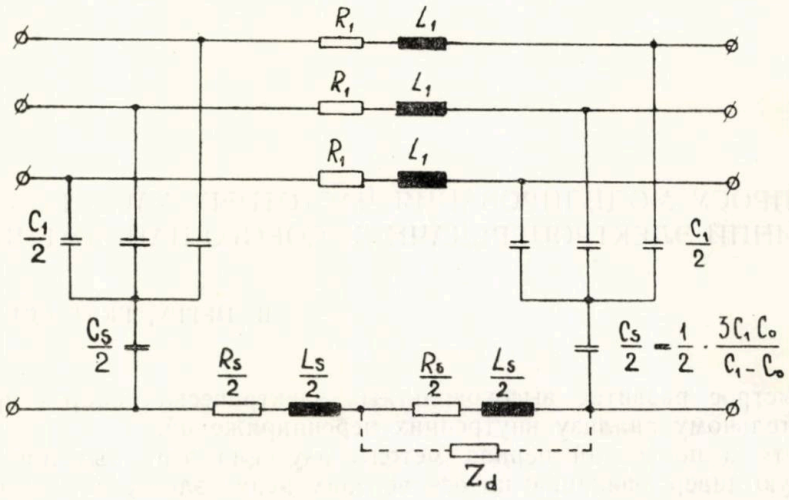


Рис. 1. Схема ячейки модели линии.

включительно [1], погрешность по воспроизведения явлений возрастает мере увеличения частоты, ведя к увеличению коэффициента распространения и к уменшению волнового сопротивления модели по сравнению с оригиналом. Такое несовпадение является результатом того, что частотные характеристики модели не идентичны с теми же характеристиками реальной линии, иными словами не удовлетворяется полностью критерий подобия $\omega L/R = \text{idem}$.

Следует, что учёт частотных характеристик линий электропередачи и их воспроизведение при проектировании физических моделей является первостепенными задачами.

Необходимость конструирования катушек таким образом чтобы значение их индуктивности было бы независимым от рабочего режима модели, привело к применению катушек без стального сердечника [2], с большими размерами и со значительным затратом меди.

Исходя из этих соображений в настоящей работе анализируются некоторые вопросы, физического моделирования частотных характеристик линий электропередачи высокого напряжения, связанные с необходимостью исследования перенапряжений коммутационного происхождения, используя катушки со стальным сердечником. Возможные пределы изменения частот, соответствующих разным переходным и аварийным режимам были одобрены на основе литературных данных; как верхний предел частоты выбирали $f = 700$ гц, для линий 110—220 кв [3; 4] и $f = 250$ гц для линий 400—500 кв [5].

Известно, что ёмкость линии не зависит от частоты, а индуктивность прямой последовательности мало изменяется с частотой, поэтому эти параметры не требуют моделирования в функции от частоты. В дальней-

шем будем обозначать с (′), значение разных параметров при $f \neq 50$ гц, и с (м), величины, соответствующие модели.

Зависимость сопротивления прямой последовательности линии от частоты может быть выражена [6] формулами:

$$\begin{cases} \dfrac{R_1'}{R_1} = 1 + \dfrac{1}{3} A^4 f^2, & \text{при } 0 \leqslant f \leqslant f_{cr} \\ \dfrac{R_1'}{R_1} = A\sqrt{f} + \dfrac{1}{4} + \dfrac{3}{64A} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{f}}, & \text{при } f > f_{cr} \end{cases} \tag{2}$$

где: $A = \dfrac{d}{4}\sqrt{\pi\mu\sigma}$ — постоянное, зависящее от физических свойств материала проводов линии,

d — диаметр провода,

μ — абсолютная магнитная проницаемость материала провода,

σ — электрическая удельная проводимость материала провода,

$f_{cr} = \dfrac{1}{A^2}$ — критическая частота.

Таблица 1.

Марка провода	Диаметр провода d [см.]	A [сек$^{1/2}$]	$f_{cr} = \frac{1}{A^2}$ [сек.$^{-1}$]
Cu 70	1,070	$4{,}015 \cdot 10^{-2}$	621
Cu 150	1,570	$5{,}880 \cdot 10^{-2}$	289
01-A1 70	1,160	$3{,}360 \cdot 10^{-2}$	886
01-A1 240	2,240	$6{,}470 \cdot 10^{-2}$	239
01-A1 300	2,515	$7{,}270 \cdot 10^{-2}$	189
01-A1 450	3,019	$8{,}700 \cdot 10^{-2}$	132

С помощью этих выражений провелись расчеты для разных марок проводов, применяемых при конструкции воздушных линий электропередачи 110—220 кв, соответственно 400—500 кв [7]; результаты этих расчетов показаны в таблице 1 и на рис. 2.

Сопротивление прямой последовательности модели состоит из сопротивления катушки и некоторого постоянного добавочного сопротивления, включенного последовательно R_{fs} или параллельно R_{fp} катушке, как это показано на рис. 3, где через R_b обозначили омическое сопротивление катушки, которое практически не зависит от частоты (поверхностным эффектом и эффектом близости можно пренебречь), а R_h, R_p, и R_t представляют собой сопротивления потери на гистерезис, последействие

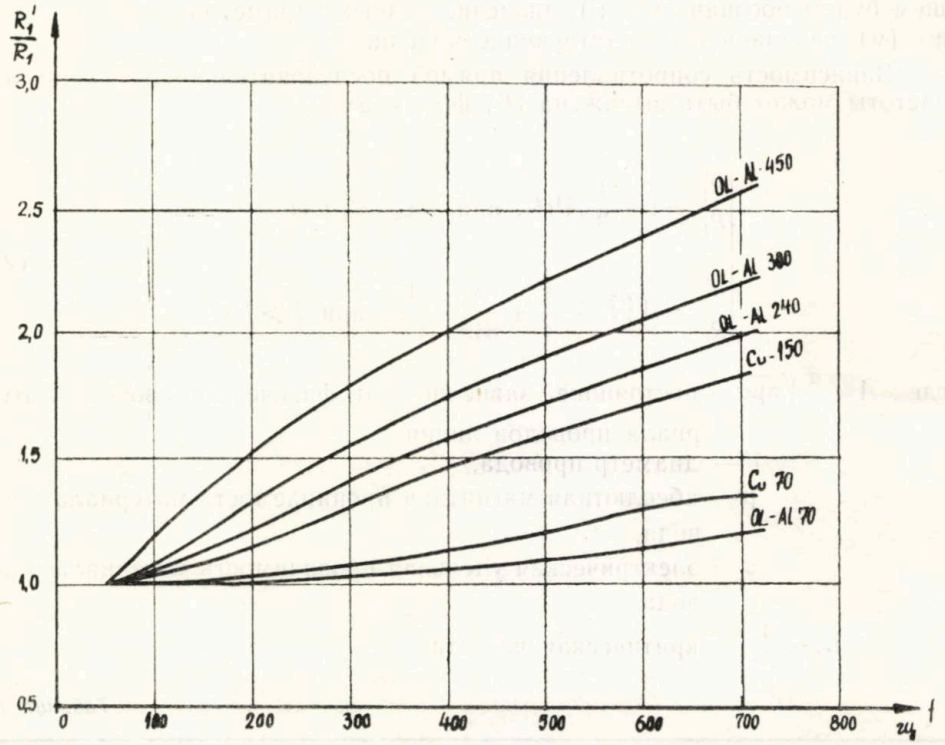


Рис. 2. Частотные характеристики сопротивления прямой последовательности линии.

и вихревые токи в магнитном сердечнике, которые с помощью коэффи-схеме из рис. За можно выразить формулой :

$$R_h = 2\pi f L\, \delta_h H\,;\quad R_p = 2\pi f L\, \delta_p\,;\quad R_t = 2\pi f^2 L\, \delta_t \tag{3}$$

Следовательно, сопротивление прямой последовательности модели по схеме из рис. За можно выразить формулой :

$$\frac{R'_{1M}}{R_b} = (1+k_0) + k_1(\delta_h H + \delta_p) f + k_2 f^2 \tag{4}$$

$$\begin{cases} k_0 = \dfrac{R_{fs}}{R_b}, \quad k_2 = k_1 \delta_t \\ k_1 = 353\, \dfrac{\mu_r \cdot S \cdot w \cdot d_c^2}{1_m \cdot 1_w} \end{cases} \tag{5}$$

где :

μ_r — носительная проницаемость магнитного материала сердечника,

S— площадь сечения сердечника,
l_m— длина средней силовой линии магнитного поля H в сердечнике,
w— число витков катушки,
l_w— средняя длина витка,
d_c— диаметр проводника катушки,

а постоянный коэффициент в выражении κ_1, получился, считая $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-10}$Гн/м. и $\rho_c = 10^{-6}/57\Omega.$м.

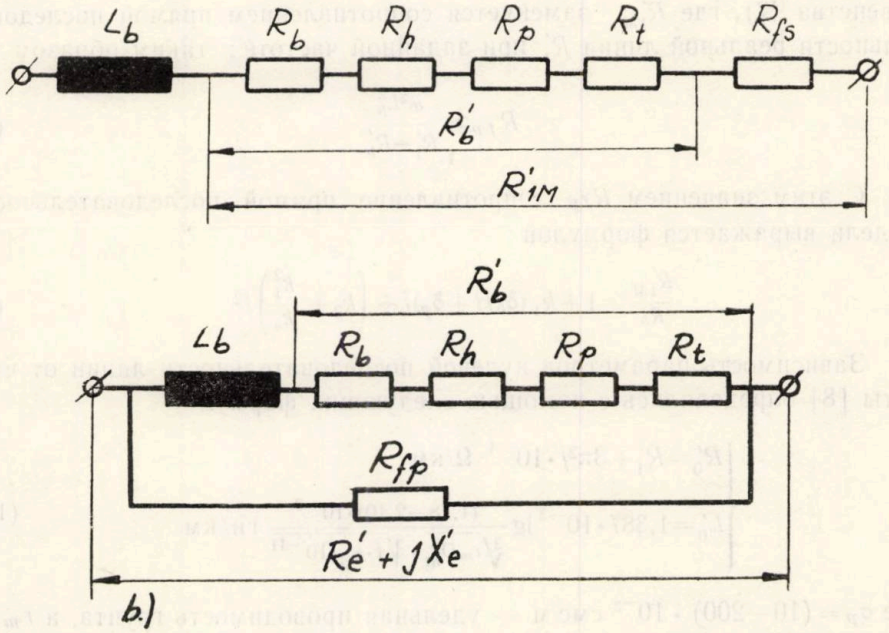


Рис. 3. Эквивалентные схемы сопротивления прямой последовательности молели :
а. последовательное включение
б. параллельное включение

При паралельном включением добавочного сопротивления R_{fp}, активное и индуктивное сопротивления прямой последовательности, получают вид :

$$\begin{cases} R'_{1M} = R_{fp}\dfrac{(R'_b + R_{fp})R'_b + \omega^2 L_b^2}{(R'_b + R_{fp})^2 + \omega^2 L_b^2} \\ X'_{1M} = \omega L_b \dfrac{R_{fp}^2}{(R'_b + R_{fp})^2 + \omega^2 L_b^2} \end{cases} \quad (6)$$

Так как индуктивность прямой последовательности модели не должно измениться с частотой, из уравнения (6) следует что R_{fp} должно быть очень большой по сравнению с активным и индуктивным сопротивлениями катушки ; в этих условиях $X'_{1M} \cong \omega L_b$ и :

$$R'_{1M} \cong R'_b + \frac{\omega^2 L_b^2}{R_{fp}} \tag{7}$$

Нужное значение добавочного сопротивления R_{fp} определяется из равенства (7), где R'_{1M} заменяется сопротивлением прямой последовательности реальной линии R'_1 при заданной частоте ; таким образом :

$$R_{fp} \cong \frac{\omega^2 L_b^2}{R'_1 - R'_b} \tag{8}$$

С этим значением R_{fp}, сопротивление прямой последовательности модели выражается формулой :

$$\frac{R'_{1M}}{R_b} = 1 + k_1 (\delta_h H + \delta_p) f + \left(k_2 + \frac{k_1^2}{k_0} \right) f^2 \tag{9}$$

Зависимость параметров нулевой последовательности линии от частоты [8] определялись с помощью следующих формул :

$$\begin{cases} R'_0 = R'_1 + 3\pi^2 f \cdot 10^{-4} \ \Omega/\text{км} \\ L'_0 = 1{,}387 \cdot 10^{-3} \lg \dfrac{(1{,}78 - 2{,}10) \cdot 10^{-3}}{\sqrt[3]{r_m D_m^2} \cdot \sqrt{f \cdot \sigma_p \cdot 10^{-11}}} \ \text{гн/км} \end{cases} \tag{10}$$

где $\sigma_p = (10—200) \cdot 10^{-3}$ смс/м — удельная проводимость грунта, а r_m и D_m являются средним радиусом расщепленного провода и соответственно средним расстоянием между фазами; результаты этих расчетов для линии 110—220 кв и соответственно 400—500 кв, показаны на рис. 4 и рис. 5.

Необходимо отметить что расчет сопротивления нулевой последовательности R'_0 по заданной формуле Карсона (10), ведет к значениям, несовпадающим с результатами экспериментальных измерений. На рис. 5 пунктиром показана опытная зависимость [5] для линий 400—500 кв; из за большой разницой между расчетом и опытом считается [9], формула (10) для R'_0 неприменима.

Моделирование этих частотных характеристик обеспечивается путём параллельного включения в нулевой провод добавочного импеданса $\underline{Z}_d$ (рис. 1), значение которого определяется так, чтобы при определенной частоте импеданс нулевой последовательности модели и линии были рав-

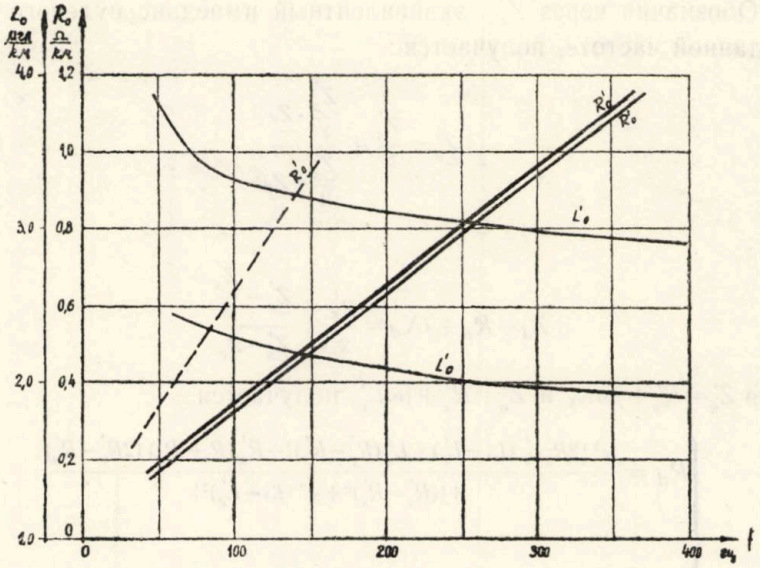


Рис. 4. Частотные характеристики нулевой последовательности линий 110—220 кв.

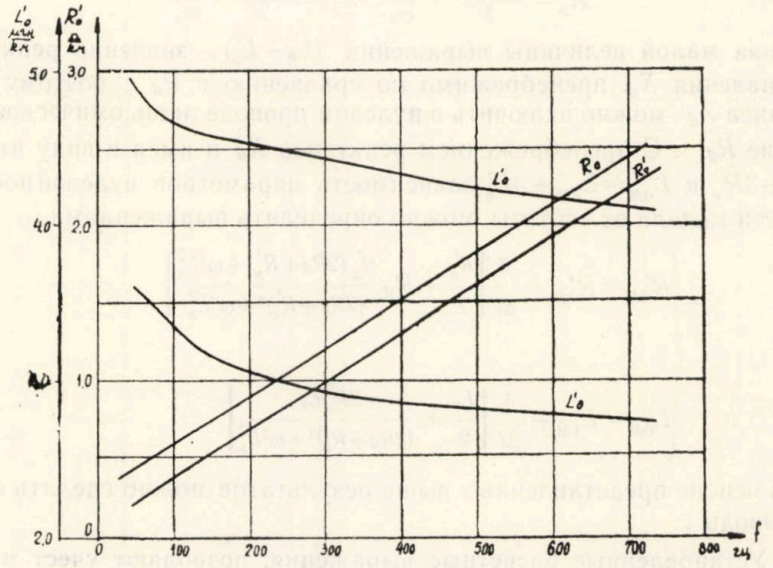


Рис. 5. Частотные характеристики нулевой последовательности линий 400—500 кв.

ными. Обозначив через $\underline{Z}'_e$ эквивалентный импеданс нулевого провода при заданной частоте, получается :

$$\underline{Z}'_e = \frac{\underline{Z}'_s}{2} + \frac{\frac{\underline{Z}'_s}{2} \cdot \underline{Z}_d}{\frac{\underline{Z}'_s}{2} + \underline{Z}_d} \tag{10}$$

откуда :

$$Z_d = R_d + jX_d = \frac{\underline{Z}'_s}{2} \cdot \frac{\underline{Z}'_e - \frac{\underline{Z}'_s}{2}}{\underline{Z}'_s - \underline{Z}'_e} \tag{11}$$

заменяя $\underline{Z}'_s = R'_s + j\omega L_s$ и $\underline{Z}'_e = R'_e + j\omega L'_e$, получается :

$$\begin{cases} R_d = \dfrac{\omega^2 [2R'_s L'_e (L_s - L'_e) + L_s^2 (R'_e - R'_s)] - R'_s (R'_e - R'_s)(2R'_e - R'_s)}{4[(R'_e - R'_s)^2 + \omega^2 (L_s - L'_e)^2]} \\ X_d = \omega \dfrac{\omega^2 L_s (L_s - L'_e)(2L'_e - L_s) - R'^2_s (L_s - L'_e) - 2R'_e L_s (R'_e - R'_s)}{4[(R'_e - R'_s)^2 + \omega^2 (L_s - L'_e)^2]} \end{cases} \tag{12}$$

откуда :

$$R'_e = \frac{R'_0 - R'_1}{3} \cdot \frac{\Delta l}{m_z}; \quad L'_e = \frac{L'_0 - L_1}{3} \cdot \frac{\Delta l}{m_z} \tag{13}$$

Из-за малой величины выражения $(L_s - L'_e)$, значение реактивного сопротивления X_d, пренебрежимо по сравнению с R_d ; поэтому вместо импеданса $\underline{Z}_d$ можно включить в нулевом проводе лишь омическое сопротивление R_d . С пренебрежением реактанса X_d и имея в виду что $R'_{0M} = R'_{1M} + 3R'_e$ и $L'_{0M} = L_{1M} + 3L'_e$ зависимость параметров нулевой последовательности модели от частоты, можно определить выражениями :

$$\begin{cases} R'_{0M} = R'_{1M} + \dfrac{3}{\Delta l}\left[\dfrac{R'_s}{2} + R_d \dfrac{R'_s (2R_d + R'_s) + \omega^2 L_s^2}{(2R_d + R'_s)^2 + \omega^2 L_s^2}\right] \\ L'_{0M} = L'_{1M} + \dfrac{3}{\Delta l}\left[\dfrac{L_s}{2} + \dfrac{2R_d^2 L_s}{(2R_d + R'_s)^2 + \omega^2 L_s^2}\right] \end{cases} \tag{14}$$

На основе представленных выше результатов можно сделать следующие выводы :

1. Установленные расчетные выражения, позволяют учест при проектировании физической модели, знакомые частотные характеристики линий электропередачи.

2. Частотные характеристики сопротивления прямой последовательности реальной линии и модели не являются одинаковыми ; квадратичная зависимость, которая характеризует реальную линию при частотах, менших критической, можно реализовать на физическую модель лишь с помощью магнитных материалов, для которых δ_h и δ_p стремятся к нулю, то есть с материалами характеризованными очень малой коэрцитивной силой. Одновременно, с этой точки зрения, найлучшие результаты получаются параллельным включением добавочного сопротивления R_{fp}, особенно для модели линий 220—500 кв для которых область частот коммутационных процессов обычно лежат ниже критической частоты.

3. Надлежащий выбор добавочных сопротивлений R_{fs} или R_{fp} и R_d позволяет обеспечить не только нужное совпадение частотных характеристик линии и модели при определенной частоте, а также уменьшение погрешностей моделирования в пределах интересуемых частот.

4. Формулы (4) и (9) показывают, что сопротивление прямой последовательности модели и соответственно сопротивление нулевой последовательности (14), зависят от режима работы катушки, т.е. от магнитного поля H в сердечнике. Поэтому зависимость сопротивлений прямой и нулевой последовательностей от частоты имеет место в некоторой области, пределы которой зависят от величины тока, протекающего через катушки. Ограничение этой области возможно при надлежащем выборе добавочных сопротивлений, в зависимости от режима работы модели.

5. Для того, что-бы характеристика магнитного материала сердечника не повлияла над режимом работы модели, необходимо ограничение магнитного поля до значений, меньших значения насыщения.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Веников, *Теория подобия и моделирование применительно к задачам электроэнергетики*, Высшая школа, Москва, 1966, стр. 351—365.
2. В. А. Карпов, Э. Н. Зуев, Вопросы приближенного моделирования частотных характеристик линий электропередачи и выбора напряжения модели ЛЭП. Доклады IV межвузовской конференции, сборник № 4, Москва, 1962 стр. 57.
3. В. В. Бургсдорф, Вопросы защиты от перенапряжений и координации изоляции в США, Г.Э.И., Москва-Ленинград, 1960, стр. 27.
4. Negru, Studiul influenței unor parametri ai schemei, asupra valorii supratensiunilor ce apar la deconectarea liniilor în gol, Buletinul științific și tehnic al I.P. Timișoara, Seria Electrotehnică, Tomul 15 (29), Fascicola 2, 1970, pag. 189.
5. Д. Е. Артемьев, С. С. Шур, Исследование перенапряжений и измерение параметров линии электропередачи Волжская ГЭС им. В. И. Ленина, Москва, Сборник статей «Дальная электропередача Волжская ГЭС им. В. И. Ленина-Москва, ГЭИ, Москва-ЛенинЭград, 1958, стр. 439—442.
6. C. A. Krug, *Bazele electotehnicii*, vol. II, E.E.S., 1953, pag. 488.
7. N. Bădulescu, *Linii și stații electrice*, Ed. Tehnică, București, 1967, pag. 186—187.
8. И. Ф. Марголин, *Токи в земле*, ГЭИ, Москва-Ленинград, 1947.
9. А. В. Ковалева, Ф. З. Хакимов, Модель линии по исследованию внутренних перенапряжений, Сборник «Параметры и переходные режимы дальних электропередач, Изд. Наука, Новосибирск, 1966, стр. 119—125.

CONSIDERAȚII PRIVIND MODELAREA CARACTERISTICILOR DE FRECVENȚĂ ALE LINIILOR DE ÎNALTĂ TENSIUNE

(REZUMAT)

În lucrare se analizează posibilitățile de realizare a unui model fizic al LEA de înaltă tensiune, pentru studiul supratensiunilor de origină internă, cu luarea în considerare a caracteristicilor de frecvență ale originalului. Adoptînd soluția realizării inductivităților modelului cu ajutorul unor bobine cu miez magnetic, se stabilesc relații pentru determinarea parametrilor electrici ai acestuia.

CONSIDÉRATIONS CONCERNANT LE MODELAGE DE LA DÉPENDENCE DES PARAMÈTRES D'UNE LIGNE RÉELLE AVEC LA FRÉQUENCE

(RÉSUMÉ)

Dans l'ouvrage sont analysés les problèmes concernant la réalisation d'un modèle physique des lignes aériennes de haute tension, conçu pour l'étude des surtensions d'origine interne, en tenant compte de la dépendance des paramètres de la ligne réelle, avec la fréquence des phénomènes transitoires.

On y présente les relations pour le calcul des paramètres électriques d'un modèle avec des bobines á noyaux magnétiques.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

Despre algoritmele de împărţire binară rapide

DE

I. KAUFMANN

1. INTRODUCERE

Într-o lucrare anterioară [1], autorul a încercat o prezentare unitară şi cît mai precisă a unor algoritme de împărţire binară, aplicate în calculatoarele electronice numerice. În continuarea acestei lucrări, în lucrarea de faţă ne propunem să prezentăm în acelaşi fel alte algoritme cunoscute de împărţire binară, anume în primul rînd algoritmul de împărţire rapidă, numit „cu deplasare peste zerouri şi unuri" descris în [2]. Demonstarţiile din lucrarea de faţă se bazează pe un nou algoritm de împărţire, pe care l-am denumit „cu resturi parţiale variabile". Nu se preconizează aplicarea într-un calculator concret a acestui algoritm.

2. NOTAŢII ŞI IPOTEZE

Împărţirea se consideră în cazul numerelor întregi. Termenii se notează: deîmpărţitul cu A, împărţitorul cu B, cîtul cu C şi restul cu R. Presupunem

$$0 \leqslant A < 2^n \cdot B < 2^{2n} \tag{1}$$

Avem, conform identităţii împărţirii:

$$A/B = C + R/B \tag{2}$$

în care

$$0 \leqslant C < 2^n \tag{3}$$

$$0 \leqslant R < B. \tag{4}$$

Algoritmele se vor descrie în ipoteza efectuării lor într-un dispozitiv aritmetic, care cuprinde trei registre de cîte $n+2$ ranguri binare, numite: registrul primului operand, notat M, registrul acumulator, notat S, şi registrul auxiliar, notat I. Rangurile binare se notează cu indicii $-1, 0, 1, 2, \ldots, n$. Rangurile -1 şi 0 conţin în mod normal două cifre semn identice. Numerele negative se reprezintă în codul complementar modificat. Numele unui registru,

închis între paranteze, reprezintă numărul cuprins în registru. Se presupune un dispozitiv de adunare și scădere, care funcționează după formulele: $(S)+(M)\rightarrow S$ și $(S)-(M)\rightarrow S$, cifra de transport din rangul -1 se ignorează. Prin deplasarea lungă stînga (prescurtat DLS) se înțelege o deplasare a tuturor cifrelor binare din registrele S și I cu cîte un rang la stînga, cifra din I_{-1} se introduce în S_n, cifra din S_{-1} sepierde, în I_n se introduce zero. Fie k un număr întreg cuprins între 0 și n, se va nota cu $S(k)$ registrul obținut prin prelungirea lui S cu primele n-k ranguri din I. În cadrul algoritmelor se presupune, că inițial deîmpărțitul A este cuprins în $S(0)$ iar împărțitorul B în M, iar I_{n-1} și I_n cuprind zero.

Se știe, că șirul resturilor parțiela ale împărțirii, pe care îl vom nota cu R_k pentru $k=0, 1, 2, \ldots, n$, se definește astfel:

$$R_0=A \tag{5}$$

$$R_k=\begin{cases} R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B \text{ dacă } R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B\geqslant 0 \\ R_{k-1} \qquad \text{în caz contrar.} \end{cases} \tag{6}$$

În lucrarea [1] am definit și șirul T_k al resturilor parțiale negative, astfel:

$$T_0=A-2^n\cdot B \tag{7}$$

$$T_k=\begin{cases} T_{k-1}+2^{n-k}\cdot B \text{ dacă } T_{k-1}+2^{n-k}\cdot B<0 \\ T_{k-1}, \qquad \text{în caz contrar} \end{cases} \tag{8}$$

pentru $k=1, 2, \ldots, n$.

În interesul unei exprimări concise, definim operația SM astfel: dacă $(S)\geqslant 0$ atunci $(S)-(M)\rightarrow S$, în caz contrar $(S)+(M)\rightarrow S$. Registrul S avînd două cifre semn, precizăm că semnul lui (S) se consideră conform lui S_{-1}.

3. ALGORITMUL „CU RESTURI PARȚIALE VARIABILE"

Ne propunem acum să descriem un algoritm de împărțire care se va dovedi a fi o generalizare a algoritmelor descrise în [1] și din care se vor putea deduce și algoritme de împărțire rapidă.

3.1. Șirul resturilor parțiale variabile

Șirul $V_k(k=0, 1, 2, \ldots, n)$ pe care se bazează prezentul algoritm, se definește cu ajutorul unui șir auxiliar X_k. Ambele șiruri se definesc astfel:

$$V_0=R_0 \text{ sau } T_0 \tag{9}$$

$$X_k=\begin{cases}V_{k-1}-2^{n-k}\cdot B, \text{ dacă } V_{k-1}\geqslant 0\\ V_{k-1}+2^{n-k}\cdot B, \text{ dacă } V_{k-1}<0\end{cases} \tag{10}$$

pentru $k=1, 2, \ldots, n$.

$$V_k=\begin{cases}X_k, \text{ dacă } X_k \text{ și } V_{k-1} \text{ sînt de același semn}\\ \qquad\qquad (\text{zero fiind considerat pozitiv})\\ X_k \text{ sau } V_{k-1}, \text{ în caz contrar}\end{cases} \tag{11}$$

pentru $k=1, 2, \ldots, n$.

Observăm, că V_0 poate fi egalat cu R_0 sau cu T_0, indiferent. Dacă se cunoaște V_{k-1}, atunci din formula (10) se poate calcula X_k. Conform formulei (11) dacă X_k și V_{k-1} sînt de același semn, atunci avem $V_k=X_k$, iar în caz contrar se poate lua indiferent: $V_k=X_k$ sau $V_k=V_{k-1}$.

Șirul V_k are următoarele proprietăți:

3. 1. 1. Proprietytea 1.

Toți termenii șirului V_k sînt egali sau cu R_k sau cu T_k.

În adevăr, dacă $V_{k-1}=R_{k-1}$, atunci $V_{k-1}\geqslant 0$ deci conform (10):

$X_k=R_{k-1}-2^{n-k}\cdot B$.

Dacă $X_k\geqslant 0$, atunci conform (6) și (11):

$$X_k=R_k=V_k \tag{12}$$

Dacă $X_k<0$, atunci conform (6):

$R_k=V_{k-1}$ și conform proprietății $R_k-T_k=2^{n-k}\cdot B$, care s-a demonstrat în [1]:

$$X_k=T_k \tag{13}$$

deci după (10): $V_k=T_k$ sau R_k. Raționînd la fel și în ipoteza $V_{k-1}=T_{k-1}$, se poate demonstra proprietatea.

Din acest raționament mai rezultă că dacă X_k este de același semn cu V_{k-1} (considerîndu-l pe zero pozitiv) atunci: dacă $V_{k-1}=R_{k-1}$, atunci $X_k=R_k$, iar dacă $V_{k-1}=T_{k-1}$ atunci $X_k=T_k$. În caz contrar, dacă $V_{k-1}=R_{k-1}$, atunci $X_k=T_k$, iar dacă $V_{k-1}=T_{k-1}$ atunci $X_k=R_k$. De aici și din (11) rezultă:

3. 1. 2. Proprietatea 2.

Dacă $V_{k-1}=R_{k-1}$ și $R_k\neq R_{k-1}$ atunci $V_k=R_k$. Dacă $V_{k-1}=R_{k-1}$ și $R_k=R_{k-1}$ atunci V_k poate fi egal cu R_k sau T_k, indiferent.

La fel, dacă $V_{k-1}=T_{k-1}$ și $T_k\neq T_{k-1}$, atunci $V_k=T_k$. Dacă $V_{k-1}=T_{k-1}$ și $T_k=T_{k-1}$, atunci V_k poate fi indiferent T_k sau R_k.

Aceste proprietăți se pot formula intuitiv astfel:

Șriul V_k este egal cu unul din șirurile R_k sau T_k, atît timp cît acesta se modifică. Dacă devine staționar, arunci V_k are latitudinea de a rămîne egal în continuare cu acesta sau de a deveni egal cu celălalt.

În fig. 1 se poate urmări graficul șirului V_k. Curba lui V_k poate comuta între curbele lui R_k și T_k, dar numai pe porțiunea unde curba respectivă este staționară, comutarea putînd avea loc în orice punct al porțiunii staționare. În urma proprietății demonstrate în [1], conform căreia dacă $R_k < R_{k-1}$ atunci $T_k = T_{k-1}$, iar dacă $R_k = R_{k-1}$, atunci $T_k > T_{k-1}$, putem afirma:
Curba lui V_k nu poate reveni la curba părăsită, decît după terminarea porțiunii staționare.

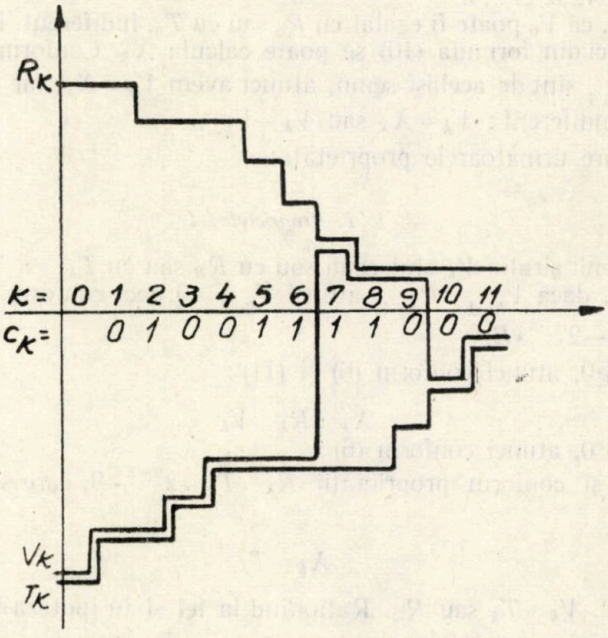


Fig. 1. Graficul lui R_k, T_k și V_k în funcție de k.

3. 1. 3. O proprietate a șirului X_x

Din demonstrația de la 3. 1. 1, formulele (12) și (13), rezultă și următoarea proprietate:

Dacă $X_k \geqslant 0$, atunci $X_k = R_k$, în caz contrar $X_k = T_k$.

3.2. Forma generală a algoritmului

Cifrele binare $c_k (k = 1, 2, \ldots, n)$ definite astfel: dacă $X_k < 0$, $c_k = 1$, în caz contrar $c_k = 0$ sînt identice cu cele definite în cadrul algoritmului de împărțire binară obișnuită [1], așa că $C = \sum_{k=1}^{n} c_k \cdot 2^{n-k}$ este cîtul împărțirii.

În adevăr, din formulele (10) rezultă că $X_k \neq V_{k-1}$. Să presupunem acum $X_k \geqslant 0$, avem atunci conform proprietății de la 3. 1. 3 : $X_k = R_k$. Dacă în aceste condiții $V_{k-1} = R_{k-1}$, atunci conform algoritmului împărțirii binare obișnuite : $c_k = 1$, iar dacă $V_{k-1} = T_{k-1}$, atunci conform algoritmului cu resturi parțiale negative [1] avem de asemenea $c_k = 1$. Dacă presupunem $X_k < 0$, rezultă $X_k = T_k$, iar din cele două algoritme amintite rezultă $c_k = 0$, indiferent dacă $V_{k-1} = R_{k-1}$ sau T_{k-1}.

3.3. Cazuri particulare.

Șirul V_k, definit la 3. 1, este într-o anumită măsură nedetreminat deoarece formulele (9) și (11) permit o alegere arbitrară în anumite cazuri. Particularizînd această alegere, se ajunge la următoarele particularizări ale algoritmului de la 3. 2.

Dacă în formula (11) se consideră $V_k = V_{k-1}$ și dacă X_k și V_{k-1} sînt de semne contrare, atunci se regăsește algoritmul împărțirii binare obișnuite sau algoritmul cu resturi parțiale negative [1], după cum formula (9) se consideră în forma $V_0 = R_0$ sau $V_0 = T_0$.

Dacă în formula (11) se consideră $V_k = X_k$ în orice caz, se regăsește algoritmul fără refacerea restului parțial [1], indiferent de alegerea făcută la aplicarea formulei (9).

3.4. Algoritmul enunțat pentru calculatoare

Algoritmul poate fi descris astfel :

1 : *DLS*
2 : *SM*
3 : dacă $(S) \geqslant 0$: $1 \rightarrow I_n$ (în caz contrar în I_n rămîne zero)
4 : dacă la ultima operație 2 a avut loc o schimbare de semn în S, se poate efectua încă odată *SM*.

Aceste 4 operații se repetă de n ori, după care I conține cîtul, iar dacă $(S) \geqslant 0$ atunci S conține restul, astfel $(S)+(M)$ este restul.

În adevăr, se vede imediat că presupunînd $(S(k-1)) = V_{k-1}$, la cea de a k-a efectuare a acestor operații, în cadrul operației 1 se introduce V_{k-1} în $S(k)$, în cadrul operației 2 se formează X_k în $S(k)$, în cadrul operației 3 se introduce c_k în I_n, iar în cadrul operației 4 dacă se execută *SM*, atunci se reface V_{k-1} în $S(k)$.

3. 4. 1. O modificare a algoritmului

Din motive practice, algoritmul de la 3. 4. se modifică în sensul, de a preceda cele n cicluri cu operațiile 2, 3 și 4. Se vede ușor că aceasta nu modifică rezultatul final. În adevăr, prima operație 2 este echivalentă cu $A - 2^n \cdot B \rightarrow S(0)$, deci $T_0 \rightarrow S(0)$. Dar T_0 fiind negativ, rezultă că operația 3, care urmează, nu

are efect. În fine, dacă în cadrul operației 4 se execută SM, aceasta restabilește conținutul inițial al lui S și ciclurile se încep cu $V_0=R_0=S(0)$, în caz contrar avem $V_0=T_0=S(0)$, dar ambele aceste cazuri sînt prevăzute de formula (9) și de algoritmul de la 3.2.

Algoritmul astfel modificat se poate pune în următoarea formă, cu numerotarea operațiilor diferită de cea de la 3. 4. :

1 : SM
2 : dacă $(S)\geqslant 0$: $1\rightarrow I_n$ (în caz contrar în I_n rămîne zero)
3 : dacă la ultima operație 1 a avut loc o schimbare de semn în S, se poate efectua încă odată SM.
4 : DLS

Aceste 4 operații se repetă de $(n+1)$ ori, ultima dată fără operația 4. În acest moment, I conține cîtul, iar dacă $(S)\geqslant 0$, atunci S conține restul, altfel $(S)+(M)$ este restul.

4. UN ALGORITM DE ÎMPĂRȚIRE RAPIDĂ

Algoritmul de împărțire praidă se bazează pe cel descris la punctul precedent (3. 4. 1) și face uz de următoarea observație : dacă în cadrul unei operații SM are loc o schimbare de semn în S, atunci o nouă operație SM restabilește conținutul inițial al registrului S. În adevăr, datorită schimbării de semn în S, cele două operații SM reprezintă operații inverse (adunare și scădere) deci efectul lor se anihilează. Dacă în cadrul algoritmului de la 3. 4. 1., la un moment dat ar fi cunoscut că la proxima operație 1 : SM va avea loc o schimbare de semn în S, atunci s-ar putea omite această operație împreună cu proxima operație 3, accelerînd astfel executarea algoritmului.

4.1. Criteriul CR.

Vom presupune deci că se cunoaște un criteriu notat CR, care permite a se cunoaște, fără a efectua operația SM, că în cadrul ei ar avea loc o schimbare de semn în S (zero se consideră pozitiv în acest paragraf). Criteriul CR se presupune suficient, nu și necesar, cu alte cuvinte din $CR=1$ rezultă că în cadrul operației SM ar avea loc o schimbare de semn în S, iar în cazul $CR=0$ această schimbare de semn ar putea avea loc sau nu.

4. 1. 1. Se observă că operația 2 a algoritmului de la 3. 4. 1 este echivalentă cu introducerea contrarului cifrei semn din S în I_n, așa că această operație se poate exprima mai concis astfel : $(\overline{S_0})\rightarrow I_n$.

În aceste condiții algoritmul de la 3. 4. 1 se poate modifica după cum rumează :

1 : $\begin{cases}\text{dacă } CR=1 \text{ atunci } (S_0)\rightarrow I_n\\ \text{dacă } CR=0 \text{ atunci } SM \text{ apoi } (\overline{S_0})\rightarrow I_n\end{cases}$
2 : DLS

Aceste 2 operații se repetă de $(n+1)$ ori, ultima dată numai 1, după care I conține cîtul, iar dacă $(S)\geqslant 0$, atunci S conține restul, altfel $(S)+(M)$ este restul.

Justificarea acestui algoritm este imediată : dacă $CR=1$ atunci operațiile 1 și 3 de la 3. 4. 1 se pot omite, iar operația 2 se modifică în sensul, că cifra semn din S, în loc de contrarul ei, se introduce în I , deoarece în cadrul operației 1 s-ar fi schimbat semnul lui (S). Dacă $CR=0$, se efectuează operațiile 1 și 2 de la 3. 4. 1. În ambele cazuri urmează DLS.

4.2. Împărțitorul normalizat.

Se știe că în cadrul oricărei împărțiri se poate presupune că împărțitorul $B\geqslant 2^{n-1}$ cu alte cuvinte că cea mai semnificativă cifră proprie a lui B este diferită de cifra semn. În aceste condiții un criteriu CR este următorul : cea mai semnificativă cifră proprie a lui (S) să fie egală cu cifra semn. În adevăr, aceasta este echivalent cu afirmația că valoarea absolută a lui (S) este mai mică decît 2^{n-1}, de unde rezultă că în cadrul unei operații SM are loc o schimbare de semn în S.

Să notăm acum în general cu p numărul cifrelor egale între ele la capătul mai semnificativ al registrului S, inclusiv cifra semn. Aceasta înseamnă, că dacă cea mai semnificativă cifră proprie din S diferă de cifra semn, deci $(S_0)\neq(S_1)$, atunci se consideră $p=1$, dacă $(S_0)=(S_1)\neq(S_2)$, se consideră $p=2$, etc. Se vede că $p=1$ înseamnă $CR=0$, iar $p>1$ înseamnă $CR=1$.

În consecință, presupunînd împărțitorul normalizat și dînd lui p semnificația descrisă, algoritmul de la 4. 1. 1. se poate modifica astfel :

În cazul $p>1$, conform algoritmului de la 4. 1. 1 se execută $(S_0)\rightarrow I_n$, apoi DLS. Se vede ușor că prin aceasta, p se micșorează cu 1, așa că aceste operații se repetă de p inițial — 1 ori, după care p devine 1.

În cazul $p=1$, operațiile algoritmului de la 4. 1. 1 devin : SM, apoi $(S_0)\rightarrow I_n$, apoi DLS. După efectuarea lor o dată se cercetează din nou valoarea lui p, continuînd algoritmul în dependență de valoarea $p>1$ sau $p=1$, care se găsește.

Conform celor spuse la 4. 1. 1, aceste operații se sexecută pînă la stabilirea celei de a $(n+1)$-a cifre în I_n, fără a mai executa operația DLS, care urmează, indiferent de valoarea lui p în acest moment. Cîtul împărțirii se formează în I, iar dacă $(S)\geqslant 0$, atunci S conține restul, altfel $(S)+(M)$ este restul.

S-a regăsit algoritmul „cu deplasarea peste zerouri și unuri" descris în [2].

În ipoteza unor circuite electonice, care permit deplasarea peste un număr variabil de ranguri dinare, operațiile descrise mai sus pentru cazul $p>1$ se efectuează foarte rapid, permițînd o accelerare globală a împărțirii.—

BIBLIOGRAFIE

1. I. Kaufmann, Despre algoritmele de împărțire, aplicate în calculatoarele electronice numerice. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, seria Electrotehnică, Tom 15(29), Fasc. 2, 1970.

2. Mac Sorley, O. L. High—speed Arithmetic in Binary Computers, Proc. IRE, V. 49 Nr. 1 (Ianuarie 1961) pag. 67—91.

ON FAST BINARY DIVISION ALGORITHMS.

(ABSTRACT)

The paper describes a new binary division algorithm. Special cases of this algorithm are the known ordinary division algorithm, the non restoring method and the so called „Negative Partial Remainder Algorithm", described in [1].

From this algorithm also results the „Shifting Across Zeros and Ones" algorithm, described in [2].

В СВЯЗИ С АЛГОРИФМАМИ БИНАРНОГО СКОРОСТНОГО ДЕЛЕНИЯ

(РЕЗЮМЕ)

В работе описывается новый алгорифм бинарного деления. Из частного случая данного алгорифма следуют известные алгорифмы бинарного обыкновенного деления, алгорифмы без восстановления частичного остатка, и также и алгорифмы с отрицательными частичными остатками описанными в [1].

На основе данного алгорифма возможен также вывод алгорифма «с перемещением через нули и единицы», описанный в [2].

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

AUTOMAT STIVA PENTRU ANALIZA OPERATORILOR DIN EXPRESIILE ARITMETICE ALE LIMBAJULUI FORTRAN

DE
V. POPOVICI

1. INTRODUCERE

În literatura de specialitate se arată că includerea circuitelor integrate pe scară largă (LSI), doar în unitatea centrală, nu reprezintă o utilizare satisfăcătoare a avantajelor potenţiale pe care le oferă tehnologia LSI [1]. Această constatare a stimulat extinderea ariei de folosire a circuitelor LSI în domeniul sistemelor de operare, preconizîndu-se realizarea unor funcţiuni ale acestora cu ajutorul circuitelor LSI [1].

Lucrarea de faţă se înscrie pe această direcţie de cercetare şi îşi propune să descrie o structură logică originală pentru automatul stivă şi schema sa de comandă, destinată analizei operatorilor aritmetici din Fortran, avîndu-se în vedere realizarea acestei structuri cu circuite LSI. Soluţia propusă conduce la o simplificare a procesului de compilare a instrucţiilor aritmetice ale limbajului FORTRAN şi asigură o reducere substanţială a timpului de compilare, în comparaţie cu metoda obişnuită, de compilare prin program.

2. SCHEMA LOGICĂ A AUTOMATULUI STIVĂ

Automatele stivă (AS) prezintă o importanţă deosebită în studiul tehnicilor de compilare. Realizarea lor cu circuite speciale nu este economică în limitele tehnologiei circuitelor cu piese discrete şi a circuitelor integrate simple, motiv pentru care funcţiile AS sînt preluate de o zonă a memoriei operative. Această soluţie prezintă dezavantajul unui timp de acces prea ridicat, care include şi decodificarea adresei. În acest paragraf se descrie un AS care poate fi produs în condiţii economice ca circuit LSI, datorită raportului ridicat între numărul de porţi şi numărul de terminale, pe care îl prezintă această schemă.

Automatul stivă AS este format dintr-o mulţime de $n+1$ registre, notate cu $S_0, S_1, \ldots, S_{n-1}, S_n$, între care se pot efectua operaţiile de introducere $I(S,e)$ şi extragere $E(S)$, definite astfel [2]:

$$I(S,e): \begin{matrix}(S_i) \Rightarrow S_{i+1} \\ e \Rightarrow S_0\end{matrix} \quad \text{unde} \quad i=0,1,\ldots,n-1 \tag{1}$$

$$E(S): (S_{i+1}) \Rightarrow S_i \quad \text{unde} \quad i=0,1,\ldots,n-1 \tag{2}$$

e — elementul de informaţie introdus.

În cazul lucrării de față, elementele de informație sînt codurile binare prin care se reprezintă operatorii care intervin în expresiile aritmetice din FORTRAN.

Schema logică a AS propusă în acest paragraf, diferă de schema cunoscută de realizare a AS cu circuite speciale, prezentată în lucrarea [2], prin următoarele caracteristici:

— organizarea pe 4 biți a registrelor AS
— eliminarea numărătorului de control și înlocuirea sa cu o simplă poartă SAU
— structura modulară a AS permite extinderea simplă a capacității de memorare

Schema bloc și funcțiile terminalelor AS sînt date în fig. 1

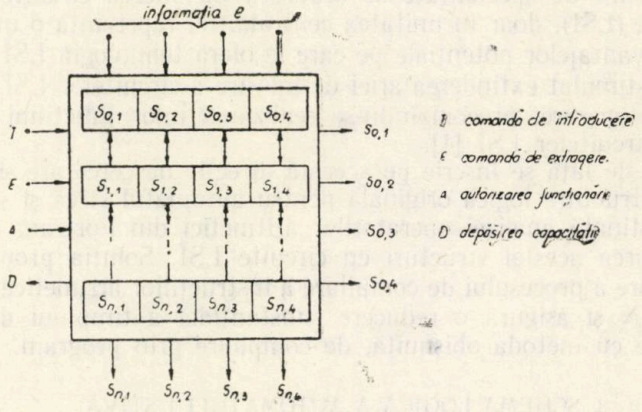


Fig. 1. Schema bloc a automatului stivă.

Structura modulară a AS este dată de posibilitatea conectării în cascadă, prin utilizarea semnalelor de la ieșirile registrului S_n ca intrări ale registrului S_0 al AS. Această legătură este autorizată în momentul în care se depășește capacitatea primului AS, semnalul de depășire D fiind aplicat la borna de activare A a următorului AS.

Proiectarea logică detaliată a AS se face pornind de la ecuațiile (1) și (2), care se pot scrie astfel:

$$I: \quad (S_{i,j}) \Rightarrow S_{j+1,j} \qquad i=0,1,\ldots,n-1 \qquad (3)$$
$$e \Rightarrow S_0 \qquad j=1,\ 2,\ 3,\ 4$$

$$E: \quad (S_{ij,}) \Rightarrow S_{i-1,j} \qquad i=1,\ 2,\ \ldots,\ n \qquad (4)$$
$$j=1,\ 2,\ 3,\ 4$$

Se observă că bistabilele de același ordin din registrele AS se comportă similar cu bistabilele dintr-un registru de deplasare bidirecțional. În consecință ținînd seama și de funcțiile terminalelor A și D se pot scrie următoarele ecuații logice:

$$S_{i,j}(t+\tau)=[S_{i-1,j}(t)\cdot I+S_{i+1,j}(t)\cdot E]\cdot A \tag{5}$$

unde: $i=1, 2, \ldots, n-1$

$j=1, 2, 3, 4$

$$S_{0,j}(t+\tau)=[e\cdot I+S_{1,j}(t)\cdot E]\cdot A \tag{6}$$

unde: $j=1, 2, 3, 4$

$$D=S_{n,1}+S_{n,2}+S_{n,3}+S_{n,4} \tag{7}$$

Ecuația (7) a fost scrisă pe baza observației că depășirea capacității AS apare atunci cînd se înscrie informația în registrul S_n.

Din punct de vedere tehnologic, AS se pretează deosebit de bine la fabricarea ca circuit LSÎ, datorită faptului că schimbul de informație cu exteriorul are loc doar prin intermediul registrelor S_0 și S_n. Această particularitate permite mărirea, teoretic nelimitată, a numărului de registre ale AS, fără ca prin aceasta să se mărească numărul de terminale ale modulului.

3. SCHEMA DE COMANDA A AUTOMATULUI STIVA PENTRU ANALIZA OPERATORILOR

Operatorii care intervin în expresiile aritmetice ale limbajului FORTRAN nu sînt utilizați efectiv în ordinea scrierii lor, de la stînga la dreapta ci, în conformitate cu regulile privind proprietatea operatorilor, prezentate sintetic în tabelul 1. În acest paragraf se prezintă scheema de comandă a AS care asigură utilizarea operatorilor în succesiunea corectă, presupunîndu-se cunoscută metoda de compilare într-o singură trecere, de jos în sus [3].

Tabelul 1

Operator	Prioritate la intrare	Prioritata în AS
începutul expresiei	0	2
sfîrșitul expresiei	0	nu apare
+ și −	2	2
* și /	3	3
**	4	4
(	5	1
)	1	nu apare

Operatorii sînt extra și secvențial din expresia aritmetică citită din memorie și codurile binare corespunzătoare sînt plasate într-un registru de informație al AS, notat cu RIAS (fig. 2). Schema de comandă a AS trebuie să îndeplinească următoarele funcțiuni, care în mod obișnuit sînt realizate prin program [3]:

a) dacă prioritatea operatorului din RIAS este mai mare decît prioritatea operatorului din registrul S_0 al AS, se dă comanda de înscriere a informației din *RIAS* în S_0.

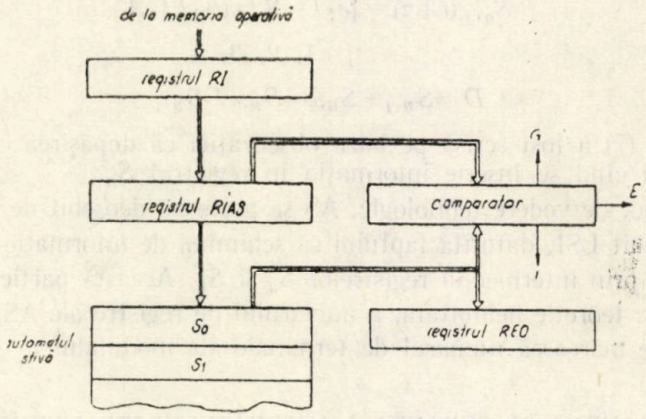


Fig. 2. Structura logică a schemei de analiză a operatorilor aritmetici.

b) dacă prioritatea operatorului din RIAS este mai mică sau egală cu prioritatea operatorului din registrul S_0 al AS:

— se dă comanda de extragere a informației din S_0, aceasta fiind plasată într-un registru de execuție a operației, notat cu *REO*.

— se dă comanda de execuție a operației corespunzătoare informației din REO.

Pentru simplificarea problemei, se alege drept codificare binară a operatorilor chiar ordinul lor de prioritate la intrare, după cum se arată în tabelul 2. Bitul cel mai semnificativ al codurilor nu intervine în criteriul de comparare al priorității operatorilor, acest bit avînd rolul de a marca o deosebire între codurile operatorilor de același ordin de prioritate.

Sinteza schemei de comandă a AS se face cu ajutorul tabelului 3, completat pe baza observațiilor anterioare, în ipoteza că expresia aritmetică nu conține erori.

Sinteza funcțiilor logice *I* și *E* după metodele clasice ar necesita calcule laborioase. Felul în care s-a făcut codificarea operatorilor permite însă simplificarea sintezei funcțiilor I și *E*, pornind de la observația că semnalele *I* și *E* provin ca rezultat al unei comparații. Această observație sugerează utilizarea

Tabelul 2

Operator	Codificare binară
începutul expresiei (*IE*)	1 0 0 0
sfîrşitul expresiei (*SE*)	0 0 0 0
+	0 0 1 0
—	1 0 1 0
*	0 0 1 1
/	1 0 1 1
**	0 1 0 0
(	1 1 0 1
)	0 0 0 1

Tabelul 3

operatorul din S_0 / operatorul din RIAS	*IE*	*SE*	+,—	*,/	**	(	)
IE	*I*	—	—	—	—	—	—
SE	*T*	—	—	—	—	—	—
+,—	*I*	—	*E*	*E*	*E*	*I*	—
*,/	*I*	—	*I*	*E*	*E*	*I*	—
**	*I*	—	*I*	*I*	—	*I*	—
(	*I*	—	*I*	*I*	*I*	*I*	—
)	—	—	*E*	*E*	*E*	*E*	—

unde : *I* — introducere
E — extragere
T — terminarea efectuării expresiei

unui comparator, la intrările căruia se aplică conţinuturile registrelor *RIAS* şi S_0 (numai primele 3 ranguri). Soluţia amintită este foarte simplă, dar nu poate fi aplicată direct, din cauză că prioritatea operatorului „(„nu este aceeaşi, la intrare şi în AS, după cum rezultă din tabelul 1. Din acest motiv, rezultatul comparaţiei trebuie corectat, astfel ca, întodeauna cînd în registrul S_0 apare operatorul"(", operatorul din registrul *RIAS* să fie introdus în AS. Face excepţie cazul cînd în registrul *RIAS* apare operatorul")", situaţie în care se comandă extragerea din AS, urmată de ştergerea registrelor *RIAS* şi *REO*.

Pentru compararea conţinuturilor registrelor *RIAS* şi S_0 se foloseşte modulul comparator TTL/MSI de tip SN7485N, modul care are trei terminale de ieşire, corespunzătoare situaţiilor $>$, $=$ şi $<$[4]. Semnalele de la aceste terminale se notează, respectiv, cu *G*, *E*, *L* şi au următoarele semnificaţii : $G=1$ cînd $(RIAS)>(S_0)$, $E=1$ cînd $(RIAS)=(S_0)$, $L=1$ cînd $(RIAS)<S_0$, cu observaţia că se compară numai primele trei ranguri, mai puţin semnificative, ale registrelor.

Proiectarea logică a schemei de comandă a AS se face pornind de la reprezentarea condițiilor de funcționare, analizate mai sus, sub forma unei diagrame de tranziție a unui automat finit de tip Mealy. În calitate de variabile de intrare ale automatului finit se aleg semnalele care trebuie luate în considerare în vederea formării comenzilor necesare:

— semnalele G, E, L de la ieșirea comparatorilor
— semnalul ce indică prezența operatorului ")" în registrul S_0
— semnalele ce indică prezența operatorilor ")" și SE în registrul $RIAS$.

În consecință variabilele de intrare ale automatului finit, notate x_1—x, se definesc astfel:

$$x_1 = G \tag{8}$$

$$x_2 = E \tag{9}$$

$$x_3 = L \tag{10}$$

$$x_0 = \overline{S}_{0,1} \cdot S_{0,2} \cdot \overline{S}_{0,3} \cdot S_{0,4} \quad \text{operatorul (} \tag{11}$$

$$x_5 = \overline{R}_1 \cdot \overline{R}_2 \cdot \overline{R}_3 \cdot R_4, \quad \text{operatorul)} \tag{12}$$

$$x_6 = \overline{R}_1 \cdot \overline{R}_2 \cdot \overline{R}_3 \cdot \overline{R}_4, \quad \text{operatorul } SE \tag{13}$$

unde R_1—R_4 reprezintă variabilele binare atribuite bistabilelor registrului $RIAS$.

În calitate de funcții de ieșire ale automatului finit, notate cu z_1—z_6, se aleg semnalele de comandă care asigură funcționarea corectă a AS: introducerea în AS (z_1), extragerea din AS(z_2), execuția operației (z_3), transferarea codului operatorului din RI în $RIAS$ (z_4), citirea următorului operator (z_5) și ștergerea registrelor REO și $RIAS$ (z_6).

Cu aceste notații, diagrama de tranziții a stărilor automatului finit, elaborată pe baza condițiilor de funcționare analizate, va avea forma din fig. 3.

Se observă că apar numai patru stări, deci automatul finit necesită numai 2 variabile secundare, notate cu y_1, y_2 care se atribuie stărilor conform tabelului 4.

Tabelul 4

Starea	y_1	y_2
0	0	0
A	0	1
B	1	0
C	1	1

În concluzie, funcțiile de ieșire ale automatului finit se obțin sub următoarea formă:

$$z_1 = (x_1 \cdot \overline{x}_5 + x_4) \cdot y_1 \cdot \overline{y}_2 \tag{14}$$

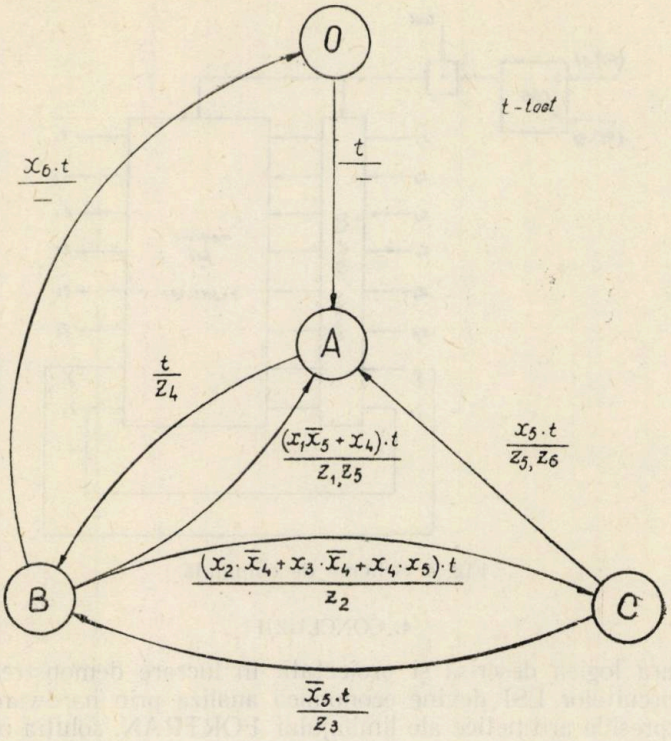


Fig. 3. Diagrama de tranziţii a automatului finit.

$$z_2=(x_2\cdot\bar{x}_4+x_3\cdot\bar{x}_4+x_4\cdot x_5)y_1\cdot\bar{y}_2 \tag{15}$$

$$z_3=\bar{x}_5\cdot y_1\cdot y_2 \tag{16}$$

$$z_4=\bar{y}_1\cdot y_2 \tag{17}$$

$$z_5=(x_1\cdot\bar{x}_5+x_4)y_1\cdot\bar{y}_2+x_4\cdot y_1\cdot y_2 \tag{18}$$

$$z_6=x_5\cdot y_1\cdot y_2 \tag{19}$$

Din punct de vedere constructiv, automatul finit proiectat mai sus, care îndeplineşte rolul de schemă de comandă a AS, se poate realiza simplu cu o memorie fixă de tip SN74187 (2 module) şi un registru de tip SN74100 [4], conform metodei descrise în [5]; schema bloc a acestei scheme de comandă este reprezentată în fig. 4.

Funcţionarea schemei de comandă este autorizată în momentul cînd în registrul *RI* apare operatorul *IE* şi inhibată în momentul cînd în registrul *RI* apare operatorul *SE*.

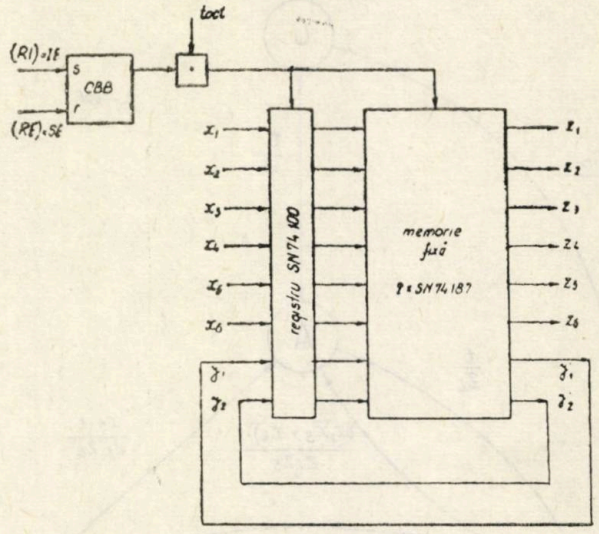


Fig. 4. Schema de comandă.

4. CONCLUZII

Structura logică descrisă și proiectată în lucrare demonstrează că, prin utilizarea circuitelor LSI devine economică analiza prin hardware a operatorilor din expresiile aritmetice ale limbajului FORTRAN, soluția oferind avantajul reducerii radicale a timpului necesar pentru compilare. Cercetările începute vor fi continuate în sensul elaborării unor structuri logice cu circuite LSI, care să permită compilarea completă a expresiilor aritmetice ale limbajului FORTRAN.

BIBLIOGRAFIE

1. D. Henkel — Zum Einsatz von grossintegrierten Schaltungen in der digitalen Rechentechnik. R.F.E. nr. 14, 1971
2. W. King — Design of an Associative Memory. IEEE Trans. on Computers, nr.6, 1971
3. W. Gear — *Computer Organization and Programming.* Mc. Graw-Hill Book Comp. 1969
4. Catalog TEXAS INSTR. TTL Integrated Circuits 1971
5. F. Kvamme — MOS-Speichersysteme. Teil 3. Elektronik, nr. 5, 1971

PUSH—DOWN AUTOMATA FOR OPERATOR ANALYSIS OF FORTRAN ARITHMETIC EXPRESSIONS

(ABSTRACT)

Paper contains a description and complet logical design of a original logical structure for the analysis of the operators appearing in FORTRAN aritmetic expressions. The proposed structure is composed of a push—down auto-

mata a control ROM, being adequate for implementation with integrated circuits. The obtained rezults proved that, using LSI circuits, the problem of hardware compilation could be economicaly solved.

ГНЕЗДОВОЙ АВТОМАТ ДЛЯ АНАЛИЗА ОПЕРАТОРОВ ИЗ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ВЫРАЖЕНИЙ ЯЗЫКА ФОРТРАНА

(РЕЗЮМЕ)

Работа содержит описание и полное проектирование оригинальной логической структуры, предназначенной для анализа операторов из арифметических выражений языка ФОРТРАНа. Предлагаемая логическая структура состоит из гнездового автомата и управляющей схемы, имея в виду использование интегрированных цепей. Полученные результаты показали, что использование больших интегральных схем дает возможность экономичного решения вопроса компиляции при помощи цепей программ ФОРТРАНа.

Buletinul științific și tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

METODA DE PROIECTARE A CIRCUITULUI DE POLARIZARE A UNUI TRANZISTOR

DE

V. HAREA

1, INTRODUCERE

În cadrul circuitelor electronice de comutație prezintă o importanță deosebită posibilitatea de blocare a tranzistoarelor fără sursă exterioară de tensiune. Starea blocată se caracterizează printr-un curent rezidual, care este de dorit să fie cît mai mic pentru a obține un comutator cu rezistență cît mai mare, o putere disipată minimă și o tensiune de ieșire stabilă. În literatura de specialitate [1] sînt indicate mai multe modalități de blocare a tranzistoarelor.

Lucrarea își propune să înfățișeze o metodă de proiectare în regim static a circuitului de polarizare pentru cazul real al circuitului prezentat în fig. 1.

2. TRANZISTOARE CU Ge

În fig. 1 se înfățișeată circuitul pentru blocarea unui tranzistor folosind o rezistență între bază și emiter.

În cazul circuitelor de comutare cu tranzistoare schema circuitului de polarizare este diferită de cea din fig. 1 datorită rezistenței R_{B2} care asigură

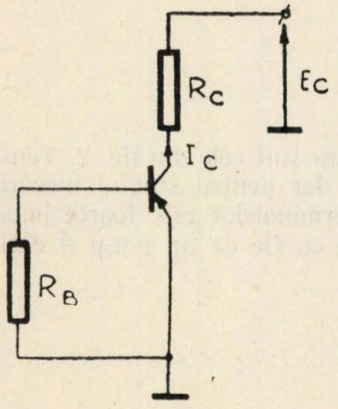


Fig. 1.

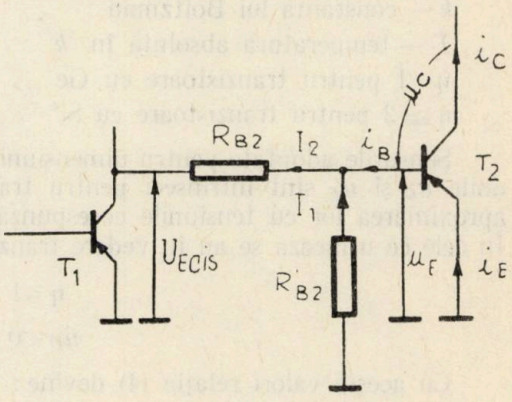


Fig. 2.

saturarea tranzistorului și care va contribui și ea la deschiderea joncțiunii emitoare (fig. 2.)

Se dimensionează rezistențele R_{B2} și R'_{B2} astfel ca tranzistorul T_2 să fie blocat cu un curent rizidual $I_{C\,rez}$ impus și să fie saturat de asemeni cu un anumit curent de colector.

Starea blocată a tranzistorului T_2 se poate descrie folosind ecuațiile Ebers-Moll valabile pentru orice stare de polarizare a tranzistorului [2]. Folosind fig. 2 se obține:

$$i_C = \alpha_N i_E + I_{CBO} \tag{1}$$

$$i_E = \frac{I_{EBO}}{1-\alpha_N\alpha_I} B_e - \frac{\alpha_I I_{CBO}}{1-\alpha_N\alpha_I} B_C \tag{2}$$

$$\alpha_N \cdot I_{EBO} = \alpha_I \cdot I_{CBO} \tag{3}$$

unde:

I_{CBO} — —curentul invers de colector, determinat pentru $i_E=0$
I_{EBO} — curentul invers de emitor, determinat pentru $i_C=0$
α_N — factorul de amplificare în curent normal
α_I — factorul de amplificare în curent invers

B_c și B_e sînt variabilele adimensionale din ecuațiile Shockley—Sparks—Teal [3].

$$B_c = \exp\left(\frac{e \cdot u_C}{\eta k T}\right) - 1 \tag{4}$$

$$B_e = \exp\left(\frac{e \cdot u_E}{\eta k T}\right) - 1 \tag{5}$$

unde:

e — sarcina electronului
k — constanta lui Boltzman
T — temperatura absolută în $^\circ k$
$\eta = 1$ pentru tranzistoare cu Ge
$\eta \cong 2$ pentru tranzistoare cu Si

Sensurile adoptate pentru dimensiuni și curenți sînt cele din fig. 2. Tensiunile u_C și u_E sînt intrinseci pentru tranzistor, dar pentru studiul b.ocării, aproximarea lor cu tensiunile corespunzătoare terminalelor este foarte bună. În cele ce urmează se au în vedere tranzistoarele cu Ge de tip p-n-p și deci:

$$\eta = 1$$

$$u_C < 0$$

Cu aceste valori relația (4) devine:

$$B_C \cong -1 \tag{6}$$

Introducînd relaţiile (3), (5) şi (6) în (2) se obţine:

$$i_E = \frac{1-\alpha_N\alpha_I}{I_{EBO}} \exp\frac{eu_E}{kT} - \frac{(1-\alpha_N)I_{EBO}}{1-\alpha_N\alpha_I} \tag{7}$$

Pentru reţeaua formată din T_2 şi rezistenţele R_{B2} şi R'_{B2} se pot scrie relaţiile:

$$u_E = I_1 \cdot R'_{B2} \tag{8}$$

$$U_{EC1S} = I_1 \cdot R'_{B2} + I_2 \cdot R_{B2} \tag{9}$$

$$I_2 = I_1 + i_E - i_C \tag{10}$$

Se explicitează u_E din relaţiile (8), (9) şi (10)

$$u_E = \frac{U_{EC1S} - R_{B2}(i_E - i_C)}{1 + \frac{R_{B2}}{R'_{B2}}} \tag{11}$$

Curentul i_E se elimină folosind relaţia (1).

$$u_E = \frac{\alpha_N U_{EC1S} + R_{B2} \cdot I_{CBO} - i_C R_{B2}(1-\alpha_N)}{\alpha_N\left(1 + \frac{R_{B2}}{R'_{B2}}\right)} \tag{12}$$

Folosind relaţiile (12) şi (7) se obţine:

$$\frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha_N} = \frac{I_{EBO}}{1-\alpha_N\alpha_I} \exp\frac{\alpha_N U_{EC1S} + R_{B2} \cdot I_{CBO} - i_C R_{B2}(1-\alpha_N)}{\alpha_N\left(1 + \frac{R_{B2}}{R'_{B2}}\right)V_T} \tag{13}$$

unde $V_T = \frac{kT}{e} = 26\text{mV}$ pentru tranzistoarele cu Ge. Se separă în membrul stîng dependenţa liniară de i_C şi în membrul drept pe cea exponenţială, obţinînd o ecuaţie de forma:

$$B = C_1 i_C + C_2 = \exp C_3 i_C = A \tag{14}$$

Soluţia reală a ecuaţiei (14) pentru valori precizate ale constantelor C_1, C_2, C_3 este punctul de intersecţie I din fig. 3.

Soluţiile ecuaţiei (14) s-au tabelat cu ajutorul calculatorului FELIX 256 pentru următoarele valori tipice la limita blocării pentru tranzistoarele cu Ge.

$$\alpha_N = 0{,}9$$

$$\alpha_I = 0{,}7$$

$$I_{CBO} = 20\mu A$$

Rezultatele obţinute au fost trecute în graficul din fig. 4.

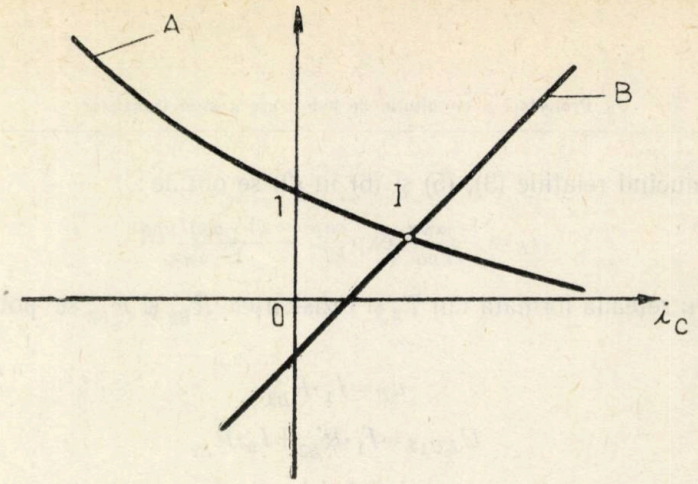

A
B
I
1
0
i_C

Fig. 3.

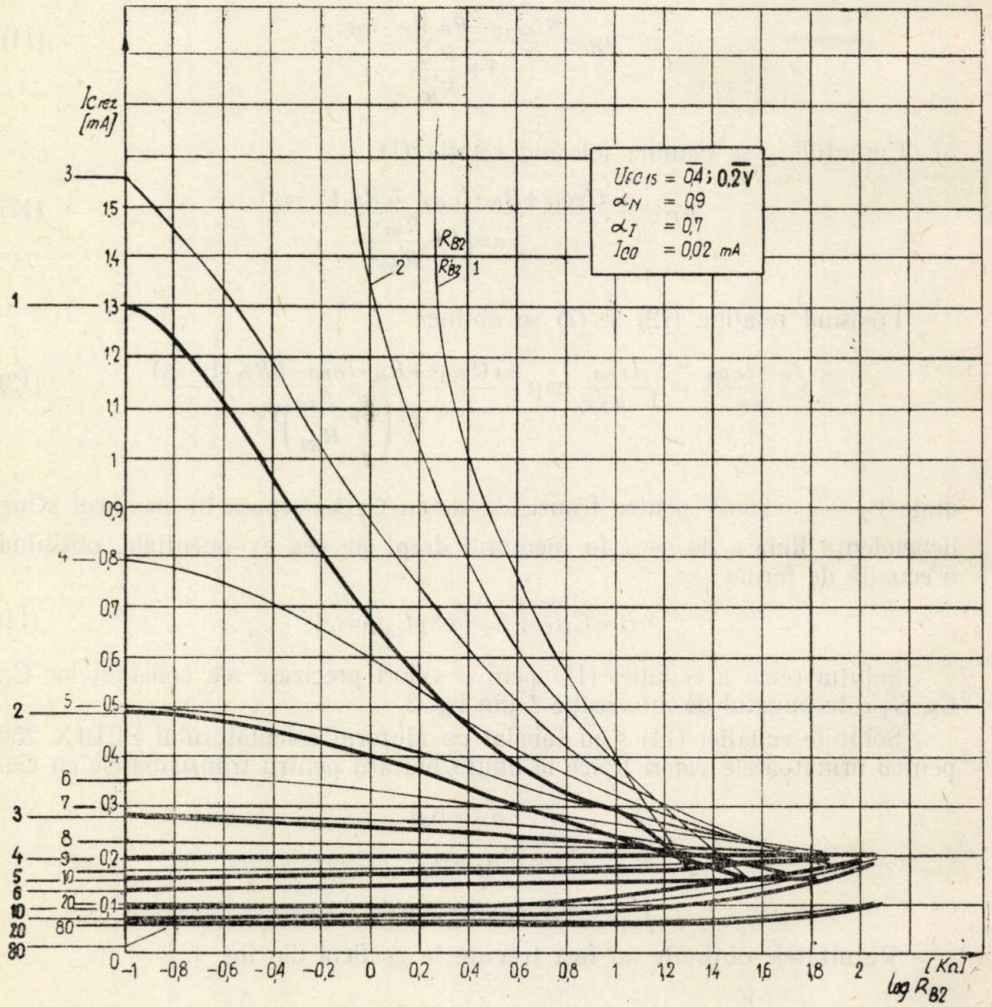

I_{Crez} [mA]
U_{EC15} = 0,4 ; 0,2 V
α_N = 0,9
α_I = 0,7
I_{C0} = 0,02 mA
R_{B2}
R_{B2}
1
2
log R_{B2} [KΩ]

Fig. 4.

Rămîne să se determine o expresie de forma: $\frac{R_{B1}}{R'_{B2}} = f(R_{B_2})$ care să țină seama de saturarea tranzistorului T_2. Folosind notațiile din fig. 2 și înlocuind U_{EC1S} cu $U_{EC1B_{min}}$ se obține relația:

$$\frac{R_{B_2}}{R'_{B2}} \leqslant \frac{U_{EC1SB_{\min}}}{u_E} - 1 - \frac{R_{B_2} \cdot i_{C\,sat}}{\beta_{2\min} \cdot u_E} \tag{15}$$

Relația (15) se transpune pe familia de curbe din fig. 4 ca în fig. 5.

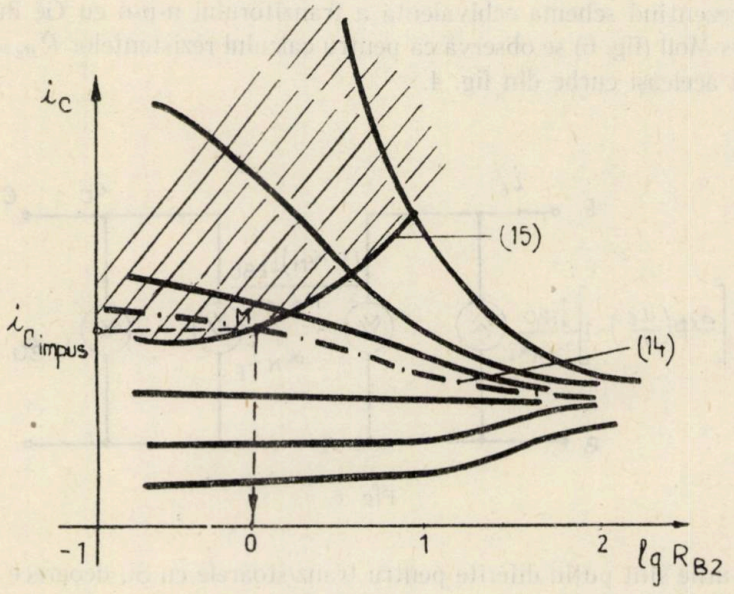


Fig. 5.

Domeniul în care este satisfăcută relația (15), deci cel în care T_2 rămîne saturat, este cel hașurat.

Din curbele trasate în fig. 4 se trag următoarele concluzii:

pentru

$U_{EC1S}=0{,}2V$	$R_{B_2}/R'_{B2} \in [2{,}5\ ,10]$	$I_{C\,rez} \cong (0{,}4,\ 0{,}09)mA$
$U_{EC1S}=0{,}4V$	$R_{B_2}/R'_{B} \in [7,\ 20]$	$I_{C\,rez} \cong (0{,}27,\ 0{,}09)mA$

Limita superioară a ambelor domenii nu este bine să se depășească deoarece în acest caz s-ar încărca tranzistorul T_1, suplimentar, fără a obține o scădere semnificativă a curentului rezidual la blocare.

Calculul de curge în felul următor :

— Se alege limita inferioară a raportului R_{B2}/R'_{B2} pentru care din relația (15) se obține $R_{B2\,max}$.

— Din raportul R_{B2}/R'_{B2} se obține R'_{B2}

— Se verifică în fig. 4 dacă corespunde I_{crez} obținut ; în caz contrar se ia un raport mai mare.

Este de reținut faptul că folosind un raport la limita sa inferioară, încărcarea tranzistorului precedent va fi minimă fără a avea curent rezidual la blocare, mare.

Reprezentînd schema echivalentă a tranzitorului n-p-n cu Ge după ecuațiile Ebers-Moll (fig. 6) se observă că pentru calculul rezistențelor R_{B2} și R'_{B2} se pot folosi aceleași curbe din fig. 4.

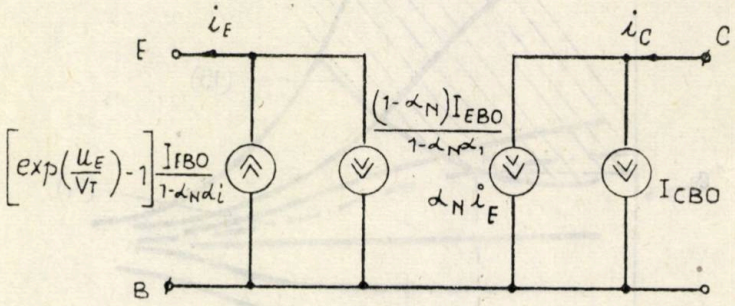


Fig. 6.

Lucrurile sînt puțin diferite pentru tranzistoarele cu Si, deoarece la acestea $\alpha_N \cong \alpha_I \cong 0$ la limita blocării.

Pentru curentul i_C (fig. 1) scriem ecuația Ebers-Moll, ținînd seama de cele spuse anterior.

$$i_C = \alpha_N I_{EBO}\left[\exp\left(\frac{u_E}{2V_T}\right)-1\right]+I_{CBO} \qquad (16)$$

Relația (16) s-a obținut neglijînd produsul $\alpha_N\alpha_I$ și termenul în care apărea α_I.

Se determină în continuare tensiunea u_C folosind relația (1) în care s-a introdus $\alpha = 1$

$$u_E = \frac{U_{EC_1S}+R_{B_2}\cdot I_{CBO}}{1+\dfrac{R_{B_2}}{R'_{B2}}} \qquad (17)$$

Se înlocuiește această relație în (16).

$$i_C = I_{EBO}\left[-1+\exp\frac{U_{EC_1S}+R_{B_2}\cdot I_{CBO}}{\left(1+\frac{R_{B_2}}{R'_{B2}}\right)2V_T}\right]+I_{CBO} \qquad (18)$$

Se reprezintă dependența (18) luînd ca parametru raportul $\frac{R_{B_2}}{R'_{B1}}$. La tranzistoarele cu Si curentul I_{CBO} este de ordinul nA și prin urmare influiențează neesențial i_C, și deci famiile de curbe sînt drepte paralele cu abcisa (fig. 7),

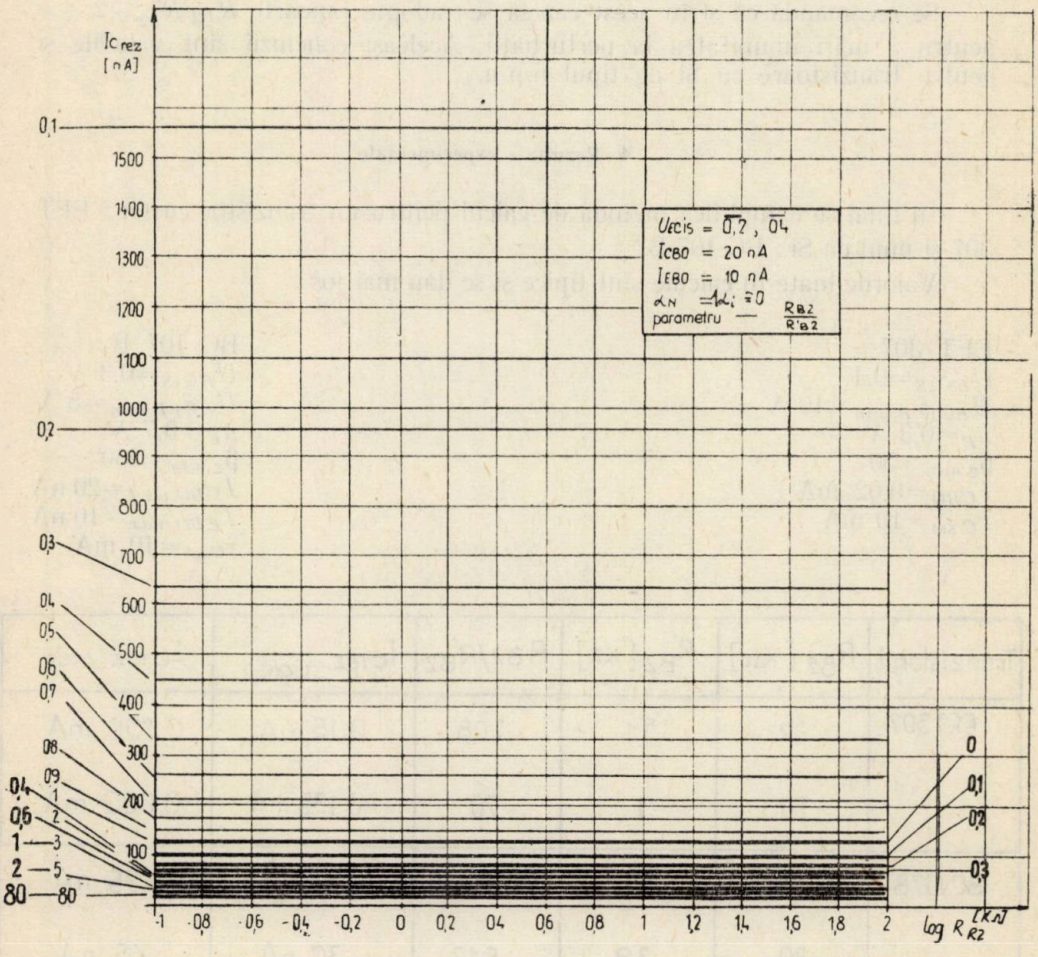


Fig. 7.

Familiile de curbe din (fig. 7) dau o imagine calitativă asupra modului de variație al curentului rizidual de colector.

Analizînd fig. 7 se observă că este foarte avantajos să lucrăm U_{EC_1S} cît mai mic deoarece în acest caz se pot folosi rapoarte $R_{B_2}/R'_{B2} \to 0$ fără ca I_{crez} fie prea mare. Acest lucru conduce la o încărcare neînsemnată a tranzistorul T_1, dar are dezavantajul că implică saturarea accentuală a acestuia ceea ce duce în final la timpi de comutare mari.

Valorile optime pentru raportul R_{B_2}/R'_{B2} sînt cuprinse între valorile $0{,}2 \div 5$, aceasta din punct se vedere al blocării. Cum $\alpha_N \to 0$ rezultă că și $I_{crez} \to$ $\to I_{CBO}$ chiar pentru rapoarte R_{B_2}/R'_{B2} mai mici ; la tensiuni de saturație U_{EC_1S} mici (0,2 V), R'_{B2} se poate omite.

Se recomandă că și în acest caz să se adopte rapoarte $R_{B_2}/R'_{B2} = 2 \div 5$ pentru a mări imunitatea la perturbații. Aceleași concluzii sînt valabile și pentru tranzistoare cu Si de tipul n-p-n.

4. Rezultate experimentale

În final se exmplifică metoda de calcul pentru un tranzistor cu Ge : EFT 307 și unul cu Si : BC 107 B.

Valorile luate în calcule sînt tipice și se dau mai jos :

EFT 307
$U_{EC_1S} = 0{,}4$
$U_{EC_1S\,B\,min} = 10$ V
$u_E = 0{,}3$ V
$\beta_{2\,min} = 50$
$I_{CBO} = 0{,}02$ mA
$I_{C\,sat} = 10$ mA

BC 107 B
$U_{EC_1S} = 0{,}3$ V
$U_{EC_1\,B\,min} = 5$ V
$u_E = 0{,}7$ V
$\beta_{2\,min} = 250$
$I_{CBO\,med} = 20$ nA
$I_{EBO\,max} = 10$ nA
$i_{Csat} = 10$ mA

Tranzistorul	R_{B2} [KΩ]	R'_{B2} [KΩ]	R_{B2}/R'_{B2}	$I_{C\,rez.\ calc}$	$I_{C\,rez.\ măs}$
EFT307	36	5,1	7,08	0,18 mA	0,200 mA
	20	1	20	0,135 mA	0,080 mA
BC107B	82	82	1	130 nA	26 nA
	20	3,9	5,12	30 nA	<5 nA

Valorile rezistențelor precum și curentul rezidual măsurat pentru aceste valori s-au trecut în tabelul 1.

Cei doi tranzistori au fost încălziți într-o etuvă pînă la 60° C. La tranzistorii cu Si curenții măsurați sînt mai mici decît cei calculați deoarece la întocmirea graficului din fig. 7 s-au luat valori mari pentru curenții reziduali I_{CBO}, și $\alpha_N=1$.

BIBLIOGRAFIE

1. Felea, I. *Circuite cu tranzistoare în industrie* V. 2, p. 17. Ed. Tehnică 1964, București.
2. Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*, p. 302, Ed. Academiei R.P.R. 1962, București.
3. Millman, Taub., *Pulse, digital, and switching waveforms*, p. 212, Mc Graw-Hill Book Company New-York, 1965.

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОЛЯРИЗИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ ТРАНЗИСТОРА

(РЕЗЮМЕ)

В работе излагается метод проектирования в статическом режиме поляризирующей цепи в переключателях используемых в логических целях, в случае когда не применяется внешний источник поляризации. Метод расчета основывается на решении уравнений Эберс-Холла в частном случае блокировки транзисторов.

DESING METHOD FOR POLARIZATION NETWORK OF TRANZISTOR

(ABSTRACT)

In this paper is shown a method for design in the static regim, a polarization network used in the switching circuits then it is not used polarization power supply. The method of design rezults solceing Ebers-Moll equations in the particulary case of tranzistors locking.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

MODELAREA PE CALCULATORUL ANALOGIC A TRANSFORMATORULUI DE CURENT CU MIEZUL SATURAT.

DE

I. BRAŞOVAN

INTODUCERE

În sistemele electroenegetice apar uneori scurtcircuite, care au ca urmare funcţionarea transformatoarelor de curent din aceste sisteme în regimul de saturare a miezului lor feromagnetic, datorită curentului primar permanent sinusoidal a cărui valoare efectivă depăşeşte curentul nominal primar al transformatoarelor respective. Literatura de specialitate tratează acest regim de funcţionare al transformatoarelor de curent, scoţînd în evidenţă distorsionarea formei de variaţie în timp a curentului secundar faţă de cea a curentului primar [6]. Datorită caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic al transformatoarelor de curent, calculul curentului secundar permanent periodic este dificil. La metodele grafice de calcul [2] se poate opera cu însăşi caracteristica magnetică neliniară, pe cînd metodele analitice de calcul [3] se bazează pe aproximaţii prin segmente de dreaptă sau polinomiale ale caracteristicii magnetice neliniare ale circuitului feromagnetic. Precizia metodelor grafice respectiv analitice de calcul este de obicei suficient de ridicată, în schimb durata efectuării operaţiilor este mare, putînd fi chiar de ordinul orelor [3]. Rezultate precise se obţin într-un timp mult mai scurt folosind calculatoare analogice. În literatură [4], [8] au fost propuse mai multe scheme de calcul analogic pentru modelarea transformatorului de curent cu miezul feromagnetic saturat.

Schema de calcul analogic, descrisă în lucrarea de faţă se bazează pe modelarea caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent prin generatoare universale de funcţii cu diode. Această schemă prezintă avantajul că cu ajutorul ei se pot modela atît transformatoarele de curent avînd inductivitatea de dispersie a înfăşurării secundare neglijabilă şi sarcina pur rezistivă, cît şi cele avînd sarcină cu caracter inductiv.

ECUATIILE TRANSFORMATORULUI DE CURENT

Pe baza sensurilor pozitive din fig. 1 se scriu următoarele ecuaţii ale transformatoarelor de curent :

$$i_{1max}N_1 \sin \omega t + i_2 N_2 = i_0 N_1 \tag{1}$$

$$-\frac{d\Phi}{dt} = (L_2 + L)\frac{di_2}{dt} + (R_2 + R)i_2 \tag{2}$$

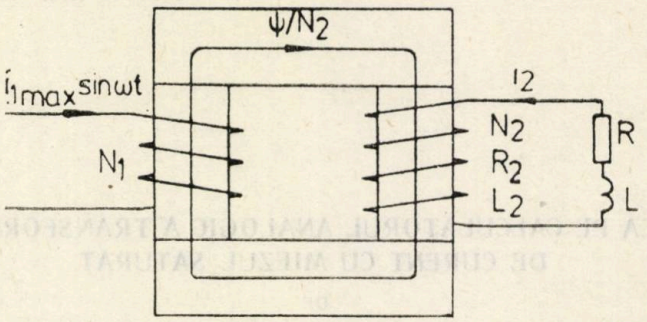


Fig. 1.

în care N_1 este numărul de spire al înfășurării primare, N_2 numărul de spire al înfășurării secundare, R_2 rezistența înfășurării secundare, R_2 rezistența sarcinii din circuitul secundar, L_2 inductivitatea de dispersie a înfășurării secundare, L inductivitatea sarcinii din circuitul secundar, ψ valoarea momentană a înlănțuirii magnetice a înfășurării secundare corespunzătoare fluxului util, $i_1=i_{1max}\sin\omega t$ valoarea momentană a curentului primar, i_2 valoarea momentană a curentului secundar, i_0 valoarea momentană a curentului total, iar t timpul. Ecuațiile (1), (2) sînt legat între ele prin caracteristica magnetică a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent, redată deobicei sub forma grafică. Dacă se neglijează pierderile de energie care au loc în miezul de fier, atunci caracteristica magnetică neliniară este o funcție uniformă

$$i_0=i_0(\psi) \tag{3}$$

căreia îi corespunde catacteristica fundamentală de magnetizare.

STABILIREA SCHEMEI DE CALCUL ANALOGIC A TRANSFORMATORULUI DE CURENT

La stabilirea schemei de calcul analogic s-au luat în considerare ecuațiile (1) . . . (3) ale transformatorului de curent, respectîndu-se totodată unele reguli de bază cunoscute din literatura de specialitate consacrată calculului analogic [5], [7].

Viteza de lucru a calculatoarelor analogice fiind limitată, timpul t_m al calculatorului analogic (timpul mașinii) se alege astfel, încît frecvența circulară ω_b a tensiunii care modelează curentul primar i_1 să aibă valoarea în jur de 1 rad/s, ușor realizabilă pe calculatoare analogice. Alegerea scării timpului se face prin urmare pe baza relației de similitudine

$$\omega t=\omega_b t_m \tag{4}$$

Pentru curenți, respectiv înlănțuirea magnetică, se adoptă astfel de valori de referință i_b, ψ_b încît tensiunile de lucru la intrările și ieșirile diferitelor elemente ale calculatorului analogic să nu depășească tensiunea nominală unitate

u_b a calculatorului, dar să fie suficient de apropiate de această tensiune nominală pentru a asigura calculelor o precizie cît mai ridicată. Adoptarea valorilor de referință se face ținînd seama de ecuațiile (1) . . . (3) ale transformatorului de curent precum și de relațiile de similitudine

$$\frac{\psi}{\psi_b} = \frac{u}{u_b} \tag{5}$$

$$\frac{i_{1\max}}{i_b} = \frac{u_{1\max}}{u_b} \tag{6}$$

$$\frac{i_2}{i_b} = \frac{u_2}{u_b} \tag{7}$$

$$\frac{i_0}{i_b} = \frac{u_0}{u_b} \tag{8}$$

în care u, $u_1 = u_{1max} \sin \omega_b t_m$, u_2 u_0 sînt tensiunile de lucru care corespund în calculatorul analogic valorii momentane a înlănțuirii magnetice ψ, respectiv valorilor momentane ale curenților i_1, i_2 i_0.

Prin introducerea relațiilor de similitudine (4) . . . (8) în ecuațiile (1) . . . (3) rezultă

$$u_{1max} \sin \omega_b t_m + \frac{N_2}{N_1} u_2 = u_0 \tag{9}$$

$$u_0 = u_0 (u) \tag{10}$$

$$-\frac{du}{dt_m} = \frac{(L_2+L) i_b}{\psi_b} \frac{du_2}{dt_m} + \frac{(R_2+R) i_b \omega_b}{\psi_b \omega} u_2 \tag{11}$$

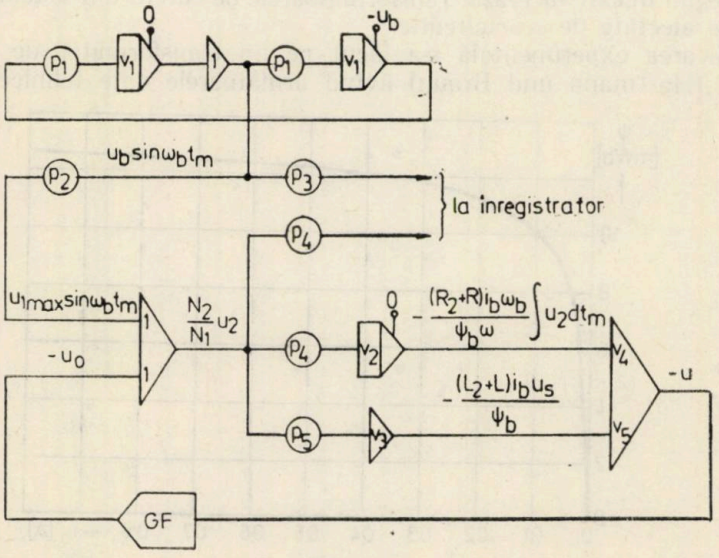


Fig. 2.

Pe baza ecuațiilor (9) . . . (11) s-a stabilit schema de calcul analogic din fig. 2. Relațiile dintre coeficienții p ai potențiometrelor, coeficienții v ai amplificatoarelor operaționale și coeficienții care intervin în ecuațiile (9) . . . (11) sînt :

$$p_1 v_1 = \omega_b \tag{12}$$

$$p_2 = \frac{u_{1\max}}{u_b} = \frac{i_{1\max}}{i_b} \tag{13}$$

$$p_3 = \frac{N_1}{N_2} \tag{14}$$

$$p_4 v_2 v_4 = \frac{(R_2+R) i_b \omega_b}{N_3 \psi_b \omega} \tag{15}$$

$$p_5 v_3 v_5 = \frac{(L_2+L) N_1 i_b}{N_2 \psi_b} \tag{16}$$

VERIFICARE EXPERIMENTALA

La verificarea experimentală a schemei de calcul analogic prezentată în lucrare, funcționarea transformatorului de curent în regimul de saturare a miezului feromagnetic s-a realizat prin conectarea la bornele înfășurării secundare a unei impedanțe avînd valoarea cu mult mai mare decît impedanța sarcinii nominale, valoarea efectivă a curentului primar permanent sinusoidal fiind mai mică decît curentul nominal primar. Regimul acesta de funcționare a tranfsormatorului de curent poate fi echivalent cu regimul în care saturarea miezului de fier are loc la sarcină nominală și la valori efective ale curentului primar permanent sinusiodal care depășesc cu mult curentul nominal primar [1], [3], regim în care lucrează transformatoarele de curent din sistemele electroenergetice afectate de scurtcircuite.

Verificarea experimentală s-a făcut pe un transformator de curent tip Ti 44—1 (Hartmann und Braun) avînd următoarele date tehnice : curentul

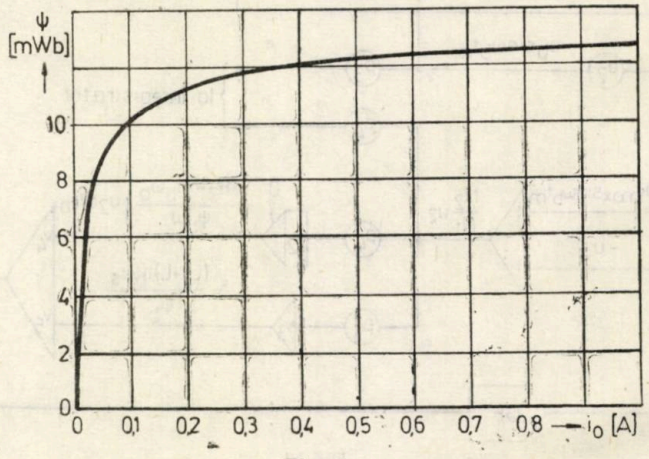


Fig. 3.

nominal primar 15 A, curentul nominal secundar 5 A, frecvența nominală 50 Hz, impedanța sarcinii nominale 0,2Ω; raportul de înfășurare este prin urmare $N_2/N_1=15/5=3$. S-a stabilit prin măsurări că inductivitatea de dispersie L_2 a înfășurării secundare a acestui transformator de curent este neglijabilă, iar rezistența sa $R_2=0{,}3\Omega$. La funcționarea transformatorului de curent în regimul permanent sinusoidal al curentului primar cu saturarea miezului feromagnetic, forma de variație în timp a înlănțuirii ψ se abate întrucîtva de la cea armonică. Deoarece la această formă de variație nearmonică în timp a înlănțuirii magnetice ψ modificarea aspectului caracteristicii fundamentale de magnetizare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent este neesențială [4], caracteristica fundamentală de magnetizare s-a determinat experimental la o variație armonică a înlănțuirii magnetice ψ cu frecvența 50 Hz și s-a reprezentat apoi grafic în fig. 3.

Valorile curentului primar și cele ale impedanței sarcinii secundare la care s-au făcut verificările experimentale au fost trecute în tabela 1; s-au luat în

Tabela 1

i_{1max} [A]	ω [rad/s]	L [mH]	R [Ω]	Fig.
2,125	314	0	8	4
2, 15	314	4,38	7,94	5

considerare cazul în care la bornele secundare ale transformatorului de curent s-a conectat o sarcină pur rezistivă, precum și cazul în care sarcina a avut un caracter inductiv. În fig. 4 și fig. 5 s-au redat formele de variație în timp a curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent pentru cele două cazuri; curbele 1 au fost determinate experimental, iar curbele 2 s-au calculat cu ajutorul schemei din fig. 2 programată pe un calculator analogic tip RAT 740 (Telefunken). Generatorul universal de funcții cu diode al calculatorului analogic s-a reglat în ambele cazuri conform valorilor din tabela 2.

Tabela 2

ψ [mWb]	i_0 [A]	$\frac{u}{u_b}$	$\frac{u_0}{u_b}$
−16,6	−3,98	−1	−1
−11,6	−0,22	−0,7	−0,0552
− 8,3	−0,032	−0,5	−0,00804
0	0	0	0
8,3	0,032	0,5	0,00804
11,6	0,22	0,7	0,0552
16,6	3,98	1	1

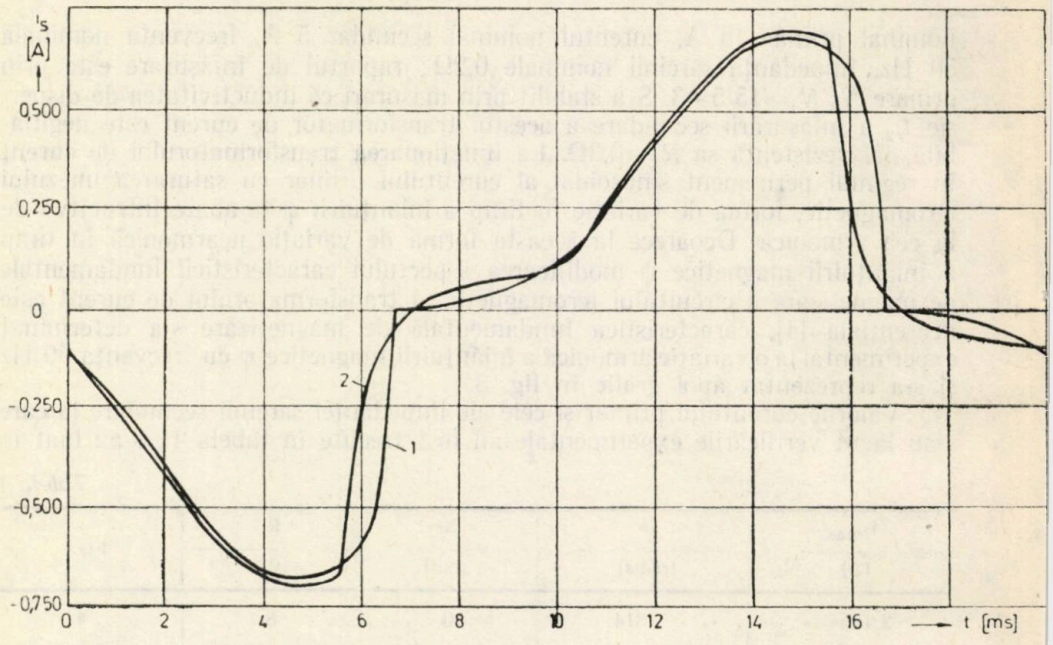

i_S [A]
0,500
0,250
0
-0,250
-0,500
-0,750
0
2
4
6
8
10
12
14
16
t [ms]
1
2

Fig. 4.

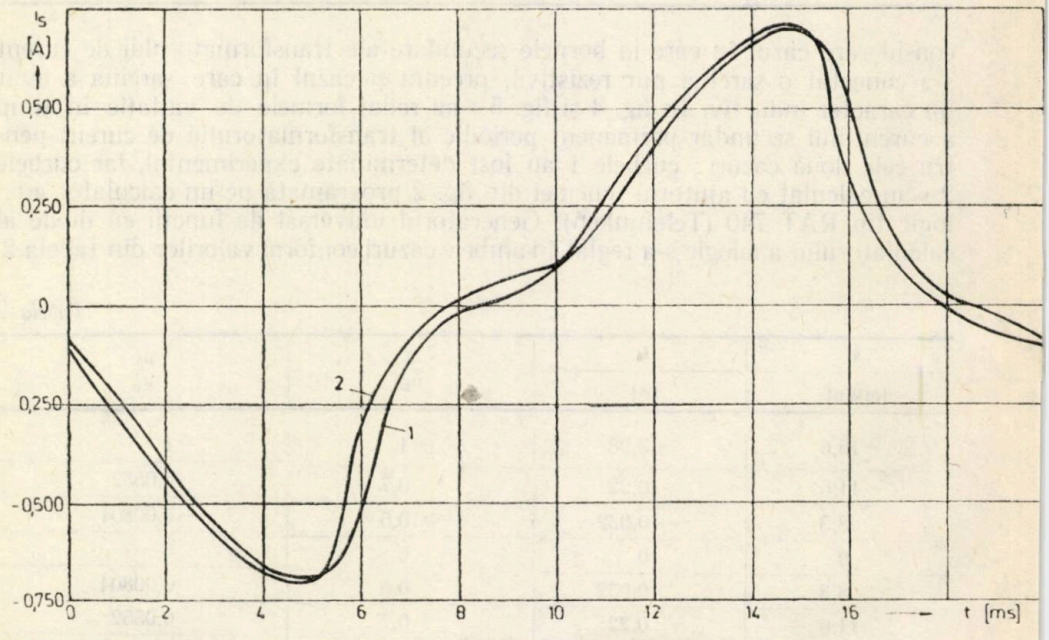

i_S [A]
0,500
0,250
0
0,250
-0,500
-0,750
0
2
4
6
8
10
12
14
16
t [ms]
1
2

Fig. 5.

BIBLIOGRAFIE

1. Bauer, R.: *Die Messwandler*, Springer-Verlag, Berlin Göttingen Heidelberg, 1953
2. Braşovan, I. Metodă grafică de determinare a curentului secundar al transformatorului de curent în regimul de saturaţie al miezului feromagnetic. Electrotehnica 18 (1970), nr. 1 pp. 29...32.
3. Braşovan, I. *Contribuţii la studiul şi calculul transformatoarelor de curent în regim permanent cu saturarea miezului feromagnetic.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, 1971.
4. Drozdov, A. D. *Élektriceskie ţepi s feromagnitnîmi serdecinikami v releinoi zaşcite*, Izda telstvo Energhiia, Moscova-Leningrad, 1965.
5. Giloi, W., Lauber, R. *Analogrechnen*, Springer-Verlag, Berlin Göttingen Heidelberg, 1963.
6. Kaltofen, A. Das Verhalten der Stromvandler im Uberstromgebiet, ETZ, Bd. 72, 1961, H. 24, pp. 707...710.
7. Korn, G. A., Korn, T. M. *Electronic Analog and Hybrid Computers*, Mc. Graw-Hill Book Company New York — San Francisco — Toronto — London, 1964.
8. Wiszniewski, A., Sarma, S. V. N. Analogue computer study of error in linearising nonlinear magnetisation curve of current transformer, Proceedings IEE, Volume 117, 1971, pp. 141...143.

MODELLIERUNG DES MIT GESATTIGTEM EISENKERN BETRIEBENEN STROMWANDLERS AM ANALOGRECHNER

(ZUSAMMENFASSUNG)

Bei einen mit gesättigtem Eisenkern betriebenen Stromwandler kommt es vor, dass der eingeschwungene Sekundärstrom nicht sinusförmig ist, während der Primärstrom einen sinusförmigen Verlauf besitzt. In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Analogrechnerschaltung, die die schnelle und verhältnissmässig genaue Vorausberechnung dieses eingeschwungenen Sekundärstromes erlaubt, beschrieben.

МОДЕЛИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА С НАСЫЩЕННЫМ СЕРДЕЧНИКОМ НА РЕАЮЩЕЙ МАШИНЕ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

(РЕЗЮМЕ)

У трансформаторов тока, которые работают в режиме насыщения своего ферромагнитного сердечника, установленный периодический вторичный ток может быть несинусоидальным не смотря на то, что первичный ток синусоидален. В этой работе представляется новая схема аналогичного решения, которая позволяет скоростное определение, довольно высокой точностью, этого установленного периодического вторичного тока.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al I.P.T.
Seria electrotehnică
Tom 17 (31), fasc. 2/1972.

ALEGEREA PARAMETRILOR UNUI SISTEM DE AUTOEXCITAŢIE PENTRU UN GENERATOR SINCRON.

DE

V. DUSA

Generatoarele autoexcitate folosesc, în locul maşinilor de excitaţie, redresoare cu semiconductori, puterea necesară excitaţiei fiind luată de la bornele generatorului. Principiile de funcţionare ale generatoarelor autoexcitate sînt tratate în literatura de specialitate, de asemenea ne sînt puse la dispoziţie diferite tipuri de scheme de autoexcitaţie [1], [2], [3].

Lucrarea de faţă îşi propune elaborarea unei metode grafo-analitice pentru calculul parametrilor unui sistem de autoecxitaţie cu compundare de curent (fig. 1), sistem descris în literatura de specialitate [1].

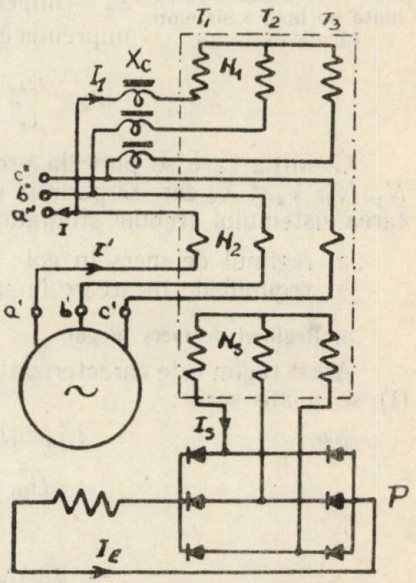


Fig. 1. Schema de bază a sistemului de excitaţie compund cu adunare de curent.

PRINCIPIUL DE CALCUL PENTRU DETERMINAREA ELEMENTELOR DE BAZĂ ALE SISTEMULUI DE EXCITAŢIE

Problema care se pune este de a se alege astfel transformatoarele de compundare T_1, T_2, T_3 şi reactanţele de control X_c (v. fig. 1) încît la bornele genetorului să se obţină tensiunea dorită. Pentru soluţionarea problemei se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

— transformatoarele de compundare T_1, T_2, T_3 se consideră ideale;
— generatorul sincron este simetric încărcat;
— circuitul magnetic al generatorului nu este saturat.

Generatorul fiind simetric încărcat funcţionarea sistemului de excitaţie se studiază pe baza schemei echivalente pe fază (fig. 2) care ne permite scrierea relaţiilor:

$$\overline{U}_b = j\overline{I}_1 X_c - \overline{U}_{e1} - \overline{U}_{e2}$$

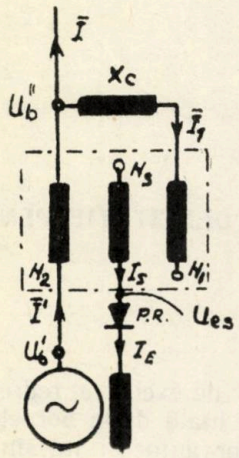


Fig. 2. Schema echivalentă pe fază a sistemului de excitație.

$$\bar{U}_b'' = j\bar{I}_1 X_c - \bar{U}_{e1}$$

$$\bar{U}_{es} = \bar{I}_s \bar{Z}_s$$

$$\bar{I}_1 (N_1 + N_2) + \bar{I} N_2 + \bar{I}_s N_s = 0$$

$$\bar{I}' = \bar{I} + \bar{I}_1 \qquad (1)$$

unde s-a notat cu:

U_{e1} — t. e. m. indusă în înfășurarea primară cu N_1 spire;

U_{e2} — t. e. m. indusă în înfășurarea primară cu N_2 spire;

U_{es} — t. e. m. indusă în înfășurarea secundară cu N_s spire;

Z_s — impedanța echivalentă pe fază a punții redresoare împreună cu înfășurarea de excitație. Se calculează [5]:

$$\bar{Z}_s = \frac{\bar{U}_{es}}{\bar{I}_s} = \frac{0{,}75\,(U_e + 2SC)}{\sqrt{3} I_s} e^{j\varphi_s} \qquad (2)$$

Condiția care se pune la proiectare este de a se găsi acele valori ale lui N_1, N_2, N_s și X_c care să permită o compundere normală. În acest sens comportarea sistemului trebuie studiată în două regimuri de funcționare și anume:

a) regimul de mers în gol;
b) regimul de încărcare la sarcină normală.

a) **Regimul de mers în gol**

Acest regim este caracterizat prin $\bar{I} = 0$ (v. fig. 2) și deci sistemul de ecuații (1) se poate scrie:

$$\bar{U}_{b0}' = j\bar{I}_{10} X_c - \bar{U}_{e10} - \bar{U}_{e20}$$

$$\bar{U}_{b0}'' = j\bar{I}_{10} X_c - \bar{U}_{e10}$$

$$\bar{U}_{s0} = \bar{I}_{s0} \bar{Z}_s$$

$$\bar{I}_{10} (N_1 + N_2) + \bar{I}_{s0} N_s = 0 \qquad (3)$$

(indicele $(_0)$ marchează faptul că generatorul este în gol).

Curentul I_{10} este de 5—15% din curentul nominal al generatorului iar defazajul dintre curenții de linie I_s ai punții redresoare și tensiunile fazice respective U_{es} este de $\varphi_s = 26—35°$ [2].

Impunînd pe I_{10} și φ_s pentru un generator dat (reactanțele sincrone X_d și X_q cunocsute), din (fig. 3) se determină t. e. m. polară U_{eE}

$$U_{eE} = \sqrt{I_{10}^2 (X_c + X_q)^2 + (U_{e10} + U_{e20})^2 + 2 I_{10} (X_c + X_q)(U_{e10} + U_{e20}) \sin\varphi_s + I_{10d} (X_d - X_q)} \qquad (4)$$

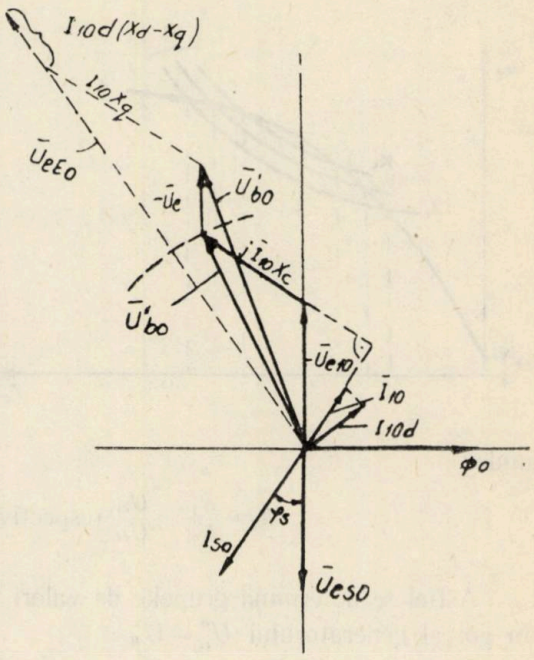


Fig. 3. Diagrama vectorială corespunzătoare mersului în gol (cu linie întreruptă reprezentată metoda grafică de determinare a lui U_{eE}).

prin I_{10d} notîndu-se componenta longitudinală a curentului I_{s0}.

Doearece conform sistemului de ecuații (2):

$$U_{e10}+U_{e20}=\frac{z_s}{I_{10}} \tag{5}$$

iar $I_s=0{,}855\ I_E$ [5] t. e. m. polată U_{eE} este:

$$U_{eE}=\frac{1}{I_{10}}\sqrt{I_{10}^4(X_c+X_q)+0{,}534I_{E0}^4Z_s^2+1{,}462I_{10}^2I_{E0}^2(X_c+X_q)Z_s\sin\psi_s}+I_{10d}(X_d-X_q) \tag{6}$$

Relația (6) exprimă caracteristicile $U_{eE}=f(I_{E0})$ avînd ca parametru pe X_c. Din intersecția caracteristicii de mers în gol a generatorului cu caracteristicile $U_{eE}=f(I_{E0})$ (fig. 4) se obțin puncte de funcționare ale generatorului, astfel determinîndu-se legătura $X_c=f(I_{E0})$. Pentru un anumit X_c, impunîndu-se condiția ca $U''_{b0}=U_n$ (tensiunea nominală) se obține (v. fig. 3):

$$U_{e10}=\sqrt{U_n^2-I_{10}^2X_c^2\cos^2\varphi_s}-I_{10}X_c\sin\varphi_s \tag{7}$$

iar din rlația (5) se determină U_{e20} pentru același X_c.

În final se obțin caracteristicile:

$X_c=f(I_{E0})$; $U_{e10}=f(I_{E0})$ și $U_{e20}=f(I_{E0})$ sau altfel:

$X_C=f(I_{E0})$; $k_1=f(I_{E0})$ și $k_s=f(I_{E0})$

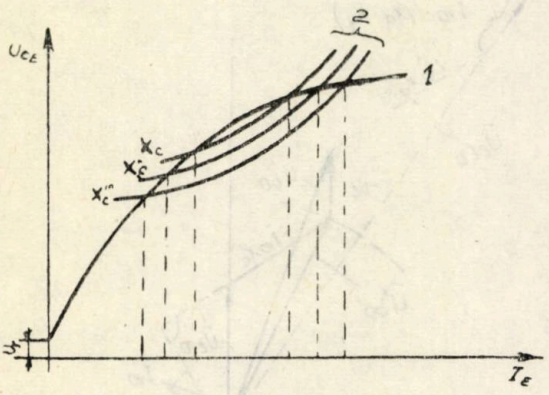


Fig. 4. Stabilirea punctelor de funcționare la mers în gol.
1. Caracteristica de mers în gol.
2. Caracteristicil $U_e = f(U_{E0})$ cu parametru X_c.

unde:

$$k_1 = \frac{N_1}{N_s} = \frac{U_{e1}}{U_{es}} \text{ respectiv } k_s = \frac{N_2}{N_s} = \frac{U_{e2}}{U_{es}}$$

Astfel se determină grupeke de valori (X_c, K_1, k_s) pentru care la mersul în gol al generatorului $U''_{b0} = U_n$

b) **Regimul de încărcare la sarcină nominală**

Acest regim se caracterizează prin $I = I_n$ și $\cos\varphi = \cos\varphi_n$ În acest caz sistemul de ecuații (1) devine:

$$\bar{U}'_{bn} = j\bar{I}_{1n}X_c - \bar{U}_{e1n} - \bar{U}_{e2n}$$

$$\bar{U}''_{bn} = j\bar{I}_{1n}X_c - \bar{U}_{e1n}$$

$$\bar{U}_{esn} = \bar{I}_{sn}\bar{Z}_s \qquad (8)$$

$$\bar{I}_{1n}(N+N_2) + \bar{I}_n N_2 + \bar{I}_{sn}N_s = 0$$

$$\bar{I}'_n = \bar{I}_n + \bar{I}_{1n}$$

(prin indicile (n) se marchează acest regim).

Considerîndu-se $\overline{U}''_{bn}$ în axa reală și egală cu U_n, avînd în vedere că $I_n = I_{an} - jI_{rn}$, iar $\overline{Z}_s = R_s + jX_s$, din (8) se obține:

$$I_{sn} = \sqrt{\frac{U_n^2(k_1+k_s)^2 + 2U_n(k_1+k_s)I_{rn}X_c k_s + I_n^2 X_c^2 k_s^2}{X_c^2 + 2X_c X_s k_1(k_1+k_s) + k_1^2(k_1+k_s)^2 Z_s^2}} \tag{9}$$

Relația (9) exprimă legătura dintre I_{sn} și grupele de valori (X_c, k_1, k_n) deci indirect $I_{sn} = f(I_{E0})$.

Fiind cunoscute mărimile U''_{bn} $(U''_{bn} = U_n)$, I_n, φ_n, φ_s, U_{e1n} și U_{e2n}, există un curent I_{sn} (I_{En}) pentru care se determină U'_{bn}, I'_n și $\cos\varphi'_n$ (v. fig. 5), valori la care, dacă se încarcă generatorul, curentul de excitație necesar este chiar I_{En}.

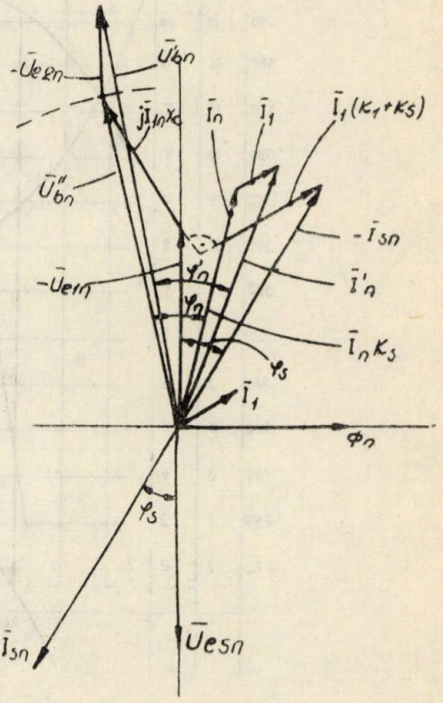


Fig. 5. Diagramă vectorială corespunzătoare încărcării generatorului la sarcină nominală.

Deci cunoscînd curentul I_{En} $(I_s{}^n)$ care satisface condiția ca $U''_{bn} = U_n$, pe baza relației (9) se determină grupul de valori (X_c, k_1, k_s) care reprezintă tocmai elementele de bază ale sistemului.

REZULTATELE OBȚINUTE ÎN URMA APLICĂRII METODEI PENTRU UN GENERATOR DAT

Parametrii generatorului considerat :

S_n=3,3(kVA), U_n=380 V, $\cos \varphi_n$=0,8

X_d=37,2(Ω), X_q=20(Ω), R_E=4,5(Ω)

S-a impus I_{10}=0,3 (A), iar $\cos\varphi_s$=0,8. Puntea fiind formată din diode cu germaniu tip EFR 106, a rezultat Z_s=2,5 (Ω)

Curentul I_{sn} care asigură U''_{bn}=380 (V) la I_n=5 (A) și $\cos \varphi_n$=0,8 a rezultat egal cu 4,54 (A).

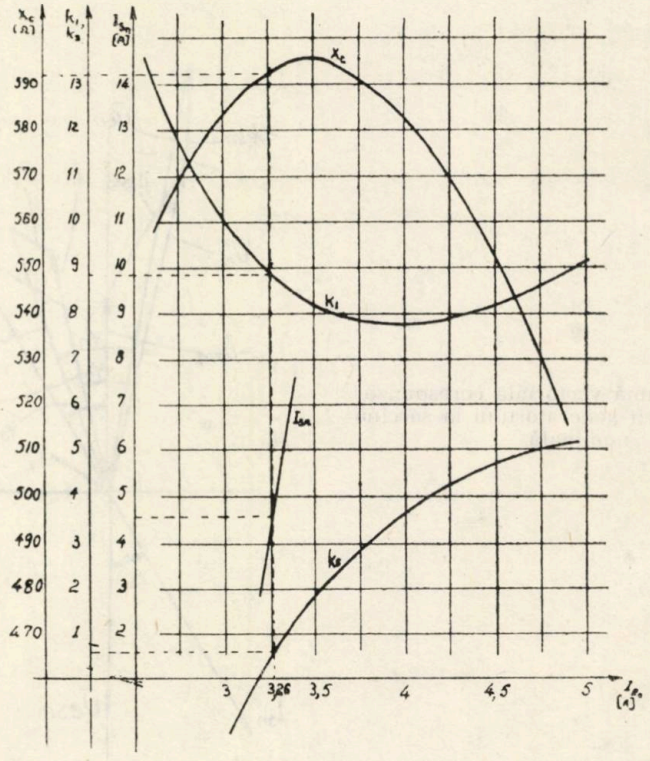


Fig. 6. Caracteristicile elementelor de bază ale sistemului de excitație.

Elementele sistemului de excitație care asigură I_{sn}=4,54 (A) sînt (v.fig. 6):

X_c=592,5 (Ω) ; k_1=8,8 ; k_s=0,55

Caracteristicile din (fig. 7) sînt ridicate pe generatorul dat, la care s-a aplicat sistemul de excitație cu parametrii mai sus calculați.

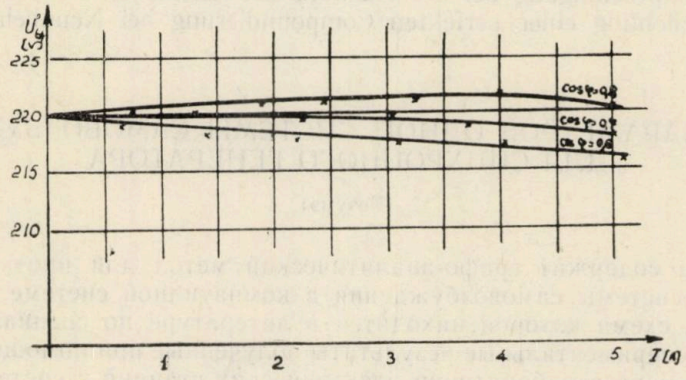


Fig. 7. Caracteristicile exterioare $U = f(I)$.

CONCLUZII

Metoda dă rezultate satisfăcătoare cu toate că s-au neglijat parametrii transformatoarelor de compundare.

Sistemul de excitație se comportă bine și la alți factori de putere decît cel la care a fost proiectat.

BIBLIOGRAFIE

1. Achenbach H — Verschiedene Arten der Erregung von Sinchronmaschinen, Elektrizitatswirtschaft, caiet 15, 1963, pp. 577—590.
2. Bunea V. — Grupuri electrogene cu tensiune stabilizată, Electrotehnica nr. 7, 1959, p. 240—248.
3. Smith R. — Current-compunded self excitation of synchronous motors, PROC, I.E.E, vol. 114, nr. 2, 1967, p. 269—276.
4. Heinrich I. — *Partea electronică a centralelor și stațiilor electrice*, vol. I, 1970, p. 165.
5. Moseanu I. — *Redresoare cu siliciu*, Ed. tehnică, București, 1966, p. 49.

DIE WAHL DER PARAMETER EINES SYNCHRONGENERATORS MIT SELBSERREGUNG.

(ZUSAMMENFASSUNG)

Die vorliegende Arbeit enthält eine graphisch-analytische Methode zum Entwurf eines Selbsterregungs-system mit Compoundsystem mit Stromsummierung dessen Schaltung im allgemeinen in der Fachliteratur bekannt ist. Die Arbeitenthält weiterhin experimentelle Rrgebnisse die im Laboratorium für elektrische Kraftwerke, an Hand eines Synchrongenerators dessed Selbsterre-

gung mit Hilfe der obengenannten Methode entworfen wurde, durchgeführt wurde.

Die Hauptbedingung bei der Auswahl der Elemente dieses Systems ist die Verwirklichung einer perfekten Compoundierung bei Nennbelastung des Generators.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ОДНОЙ СИСТЕМЫ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ ДЛЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

(Резумэ)

Работа содержит графо-аналитический метод для проэктирования некоторой системы самовозбуждения в компаундной системе со сложением тока, схема которой находится в литературе по специальности, а также и экспериментальные результаты полученные при помощи синхронного генератора в лаборатории электрических станций с системой самовозбуждения проэктируемой на основе данного метода.

Условие стоящие в основе выбора элементов системы — это реализация совершенного компаундирования при номинальной нагрузке генератора.

I 7414

BULETINUL ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIŞOARA

SERIA

ELECTROTEHNICA

Tomul 17 (31) Fascicola 2

IULIE — DECEMBRIE
1972